

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Patch anténní systém s integrovanými rozvody kalibračního signálu

Diplomová práce

2023

Bc. Lukáš Prášil

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2022/2023

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Lukáš Prášil**
Osobní číslo: **I21293**
Studijní program: **N0714A060018 Komunikační a radarové systémy**
Téma práce: **Patch anténní systém s integrovanými rozvody kalibračního signálu**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

Zásady pro vypracování

V rámci diplomové práce se student nejprve seznámí se základním provedením mikropáskových patch anténních prvků. Nastuduje si problematiku návrhu sériově napájených patch anténních řad. V simulačním softwaru CST MW Studio poté navrhne a simulačně ověří jak samostatný patch anténní element, tak i lineární patch anténní řadu se sériovým napájením elementů, která bude impedančně přizpůsobena ve frekvenčním rozsahu 3,3 až 3,5 GHz. Následně provede návrh anténního pole obsahujícího 8 takovýchto lineárních anténních řad. Následně se student seznámí se základními typy planárních vysokofrekvenčních směrových vazebních členů. Jedná se o směrové odbočnice a výkonové děliče. Provede teoretický návrh dílčích prvků. Dále provede teoretický rozbor a návrh kalibračního rozvodu signálu ke všem vstupů/výstupům 8 lineárních anténních řad. Na základě teoretických výpočtů sestaví simulační modely a optimalizuje kalibrační signálový rozvod z pohledu shodnosti fází na vstupech anténních elementů, dále z pohledu uniformního rozložení amplitud na výstupech a v neposlední řadě z pohledu impedančního přizpůsobení v celé uvažované šířce pásma 3,3 GHz až 3,5 GHz. Dosažené výsledky ověří měřeními na zhotoveném vzorku anténního systému včetně kalibračního rozvodu.

Rozsah pracovní zprávy: **70-80**
Rozsah grafických prací: **0**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam doporučené literatury:

- M. Mazánek, P. Pechač, and J. Vrba, *Základy antén, šíření vln a mikrovlnné techniky*. Praha: Česká technika – nakladatelství ČVUT, 2008.
- D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th Edition. Wiley, 2011.
- T. A. Milligan, *Modern antenna design*, 2nd Edition. New York: Wiley-IEEE Press, 2005.
- M. Straughn and C. -C. Chen, "Series-fed planar dipole array antenna", pp. 2153-2154, 2017.
- T. Zalabsky, P. Bezousek, D. Matousek, S. Karamazov, T. Zalabsky, and L. Cemik, "Patch antenna array for X-band FMCW sensor: An antenna system for detection of obstacles in near vicinity of a helicopter", *2015 Conference on Microwave Techniques (COMITE)*, vol. 27, no. 3, pp. 1-5, 2015.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Tomáš Zálabský, Ph.D.**
Výzkumné centrum FEI

Datum zadání diplomové práce: **18. listopadu 2022**
Termín odevzdání diplomové práce: **19. května 2023**

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D. v.r.
děkan

L.S.

Ing. Jan Pidanič, Ph.D. v.r.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 18. listopadu 2022

Prohlášení autora

Prohlašuji:

Tuto práci jsem 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.

Beru na vědomí, že v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, a směrnicí Univerzity Pardubice č. 9/2012, bude práce zveřejněna v Univerzitní knihovně a prostřednictvím Digitální knihovny Univerzity Pardubice.

V Pardubicích dne 25. 8. 2023

Bc. Lukáš Prášil

Poděkování

Na prvním místě bych chtěl poděkovat mému vedoucímu práce panu Ing. Tomáši Zálabskému, Ph.D. za jeho neocenitelné vedení, odborné rady a trpělivost během celého procesu vytváření této práce. Dále bych chtěl vyjádřit svůj hluboký dík své rodině za neustálou podporu a porozumění během celého mého studijního procesu. Bez vaší podpory bych nedokázal překonat všechny výzvy, které studium a psaní této práce přinesly. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat všem mým přátelům, kteří mi poskytli podnětné diskuse, užitečné rady a povzbuzení během celého procesu.

Anotace

Tato diplomová práce se zabývá návrhem a konstrukcí signálových rozvodů pro kalibrační signál a analýzou, návrhem a konstrukcí mikropáskové anténní řady. Práce je rozvrstvena do několika částí, kde jsou postupně analyzovány a navrhovány dílčí části anténního systému. Jedná se konkrétně o děliče výkonu, směrové odbočnice a návrh patch antény a anténní řady. Práce zahrnuje jak teoretický návrh, poté praktický návrh v simulačním programu CST Studio a následně finální Experimentální ověření na zhotoveném anténním vzorku.

Klíčová slova

Patch anténní řada, integrované rozvody pro kalibrační signál, mikropáskové vedení, směrové vazební členy, děliče výkonu, odbočnice z vázaných mikropáskových vedení

Title

Patch antenna system with integrated calibration signal distribution network

Anotation

This master thesis deals with the design and construction of signal distribution systems for the calibration signal and the analysis, design and construction of the microstrip antenna array. The thesis is structured into several parts, where the sub-parts of the antenna system are analyzed and designed step by step. In particular, these are power dividers, directional couplers, and patch antennas and antenna arrays design. The work includes the theoretical design, then the practical design in the simulation program CST Studio and then the final experimental verification on the fabricated antenna sample.

Keywords

Patch antenna array, integrated distribution for calibration signal, microstrip lines, directional couplers, power dividers, branch line

Obsah

Seznam zkratek.....	III
Seznam obrázků.....	IV
Seznam tabulek.....	VI
Úvod.....	1
1 Teoretická část.....	3
1.1 Mikropáskové planární vedení	3
Popis struktury.....	3
Výpočet parametrů mikropáskového vedení	6
Vlivy rozměrů a materiálových vlastností na parametry mikropáskového vedení	7
1.2 Planární anténní prvky.....	9
Planární dipól.....	9
Patch anténa.....	11
Parametry patch antény	12
1.3 Lineární anténní řady.....	15
Sérově napájené anténní řady	15
Paralelně napájené anténní řady	16
Činitel anténní řady	17
Syntéza lineární anténní řady	18
Uniformní rozložení amplitud signálu v anténní řadě	18
Taylorovo rozložení amplitud signálu.....	20
1.4 Směrové vazební členy	21
Dělič výkonu typu Wilkinson.....	27
Wilkinsonův dělič s rovnoměrným dělením 1:1.....	28
Wilkinsonův dělič s různým dělicím poměrem.....	29
Dělič typu Banch-Line.....	31
Gyselův dělič výkonu	32
Odbočnice z vázaných mikropáskových vedení.....	32
Návrh odbočnice.....	32
1.5 Integrované rozvody pro kalibrační signál	35
2 Praktická část.....	37
2.1 Návrh mikropáskového vedení.....	37

2.2 Návrh směrové odbočnice	39
2.3 Návrh Wilkinsova děliče výkonu	41
Sít' Wilkinsonových děličů výkonu	46
2.4 Návrh antény.....	48
2.5 Návrh anténního pole.....	56
2.6 Složení všech částí.....	58
2.7 Měření antén a kalibračního rozvodu	63
Měření vyzařovacích charakteristik antén	63
Měření odraženého výkonu od anténních portů	69
2.8 Měření celé soustavy	71
Závěr	76
Literatura	78

Seznam zkratk

GND – Ground, země

SMD – Surface mount device, součástka pro povrchovou montáž plošných spojů

Seznam obrázků

Obrázek 1 - Struktura mikropásku	3
Obrázek 2 - Vybrané druhy mikropáskového vedení	3
Obrázek 3 - Znázornění elektrického pole v CST studiu	5
Obrázek 4 - Průběh magnetického pole v CST studiu	5
Obrázek 5 – Zobrazení efektivní dielektrické konstanty [1]	6
Obrázek 6 - Definice parametrů s vlivem na změnu vlastností mikropáskového vedení.....	8
Obrázek 7 - Vliv změny šířky pásku na impedanci mikropáskového vedení	8
Obrázek 8 - Vliv změny tloušťky substrátu na impedanci vedení	9
Obrázek 9 - Napájení planárního dipólu koaxiálním vodičem.....	10
Obrázek 10 - Napájení planárního dipólu mikropáskovým vedením.....	10
Obrázek 11 - Patch anténa	11
Obrázek 12 - Patch anténa z boční strany.....	11
Obrázek 13 - Vybrané tvary patch antén	13
Obrázek 14 - Koordinační systém pro analýzu antény [18]	14
Obrázek 15 - Sériově napájená anténní řada	16
Obrázek 16 - Paralelně napájená anténní řada.....	16
Obrázek 17 - Uspořádání anténní řady pro výpočet činitele anténní řady [19].....	17
Obrázek 18 - Uniformní rozložení amplitud v lineárním anténním poli.....	19
Obrázek 19 - Normovaný činitel anténní řady při rovnoměrném rozložení amplitud	20
Obrázek 20 - Normovaný činitel anténní řady při Taylorově rozložení amplitud signálu..	21
Obrázek 21- Popis lineárního N-branu	22
Obrázek 22 - Směrnost 1. druhu	23
Obrázek 23 - Směrnost 2. druhu	23
Obrázek 24 - Směrnost 3. druhu	24
Obrázek 25 - Dvě roviny symetrie	25
Obrázek 26 - Jedna rovina symetrie	25
Obrázek 27 - Směrnost 1. druhu s popisem portů	26
Obrázek 28 - Blokové schéma Wilkinsonova děliče.....	27
Obrázek 29 - Principiální schéma Wilkinsonova děliče.....	28
Obrázek 30 - Příklad Wilkinsonova děliče 1:1 v CST studiu.....	29
Obrázek 31 - Návrh dělicího poměru Wilkinsonova děliče	30
Obrázek 32 - Příklad Wilkinsonova děliče 1:2 v CST studiu.....	31
Obrázek 33 - Příklad děliče typu Branch-Line.....	31
Obrázek 34 - Dělič výkonu Gysel [11].....	32
Obrázek 35 - První návrh odbočnice	33
Obrázek 36 - Blokové znázornění integrace kalibračního rozvodu	36
Obrázek 37 - Vypočtená šířka mikropáskového vedení.....	38
Obrázek 38 - Konečná podoba odbočnice	39
Obrázek 39 - Vazba na odbočnici mezi porty S41 a S42	40
Obrázek 40 - Odraz od portu 1	40
Obrázek 41 - Odbočnice zadní pohled	40

Obrázek 42 - Rozdělení děliče na dvě návrhové části.....	41
Obrázek 43 - Rozměry dělicí části Wilkinsonova děliče	43
Obrázek 44 - Výsledné rozměry Wilkinsonova děliče po simulaci v CST	44
Obrázek 45 - S_{11} parametr pro Wilkinsonův dělič výkonu	44
Obrázek 46 - S_{22} a S_{33} parametry pro Wilkinsonův dělič výkonu.....	45
Obrázek 47 - S_{23} parametr pro Wilkinsonův dělič výkonu	45
Obrázek 48 - S_{21} a S_{31} parametry pro Wilkinsonův dělič výkonu.....	46
Obrázek 49 - Síť Wilkinsonových děličů výkonu	47
Obrázek 50 - Průběh přenosu signálu z portu 1 na výstupních 8 portů.....	47
Obrázek 51 - Průběh odrazu pro port 1	48
Obrázek 52 - Sled fází na rozvodu děličů výkonu.....	48
Obrázek 53 - Spočítané parametry patch antény	50
Obrázek 54 – Vyzařovací diagram patch antény ve vertikální rovině v CST.....	50
Obrázek 55 - Vyzařovací diagram patch antény v horizontální rovině v CST.....	51
Obrázek 56 - Patch anténa s dvěma prvky	51
Obrázek 57 - Směrová vyzařovací charakteristika patch antény ve vertikální rovině	52
Obrázek 58 - Patch anténa se třemi prvky	52
Obrázek 59 - Směrová vyzařovací charakteristika patch antény ve vertikální rovině	53
Obrázek 60 - S_{11} parametr pro patch anténu se třemi prvky	53
Obrázek 61 - Vyzařovací diagram patch antény s třemi prvky a horizontální rovině.....	54
Obrázek 62 - Konečná podoba anténní řady	54
Obrázek 63 - S_{11} parametr pro finální patch anténní řadu.....	55
Obrázek 64 – Řez horizontální rovinou anténní řady.....	56
Obrázek 65 – Řez vertikální rovinou anténní řady.....	56
Obrázek 66 - Odrazy od vstupního portu anténního pole.....	57
Obrázek 67 – Vertikální rovina anténního pole.....	57
Obrázek 68 – Horizontální rovina anténního pole.....	57
Obrázek 69 - finální anténní řada	58
Obrázek 70 - Finální složení všech částí	58
Obrázek 71 - Finální složení všech částí ze zadní strany	59
Obrázek 72 - Odraz od vstupu kalibračních rozvodů.....	59
Obrázek 73 - Vstupní odrazy od jednotlivých antén na frekvenci 3.4 GHz.....	60
Obrázek 74 - Vstupní odrazy od jednotlivých antén na frekvenci 3.4186 GHz.....	60
Obrázek 75 - Simulace vertikálního vyzařovacího diagramu celé anténní soustavy	61
Obrázek 76 - Simulace vertikálního vyzařovacího diagramu anténní soustavy.....	61
Obrázek 77 - Simulace horizontální vyzařovací charakteristiky celé soustavy	62
Obrázek 78 - Simulace horizontální vyzařovací charakteristiky celé soustavy	62
Obrázek 79 - Fázový posuv na kalibračních rozvodech celé soustavy	62
Obrázek 80 - Měření patch anténní řady ve vertikální polarizaci	63
Obrázek 81 - Zapojení měřícího stanoviště na přijímací části	64
Obrázek 82 - Zapojení měřícího stanoviště na vysílací části	64
Obrázek 83 - Vyzařovací charakteristika patch antény v horizontální rovině	65
Obrázek 84 - Vyzařovací charakteristika patch antény ve vertikální rovině.....	66

Obrázek 85 - Měřená patch anténní řada.....	66
Obrázek 86 - Porovnání vyzařovacích charakteristik prvků 1 a 4 v horizontální rovině	67
Obrázek 87 - Porovnání 1 a 4 anténní řady ve vertikální polarizaci	68
Obrázek 88 - Schéma zapojení při měření S11 parametrů	69
Obrázek 89 - S11 parametr pro samostatnou anténní řadu.....	70
Obrázek 90 - S11 parametry všech anténních řad v anténním poli	70
Obrázek 91 - Změřený průběh vyzařovací charakteristiky v horizontální rovině.....	71
Obrázek 92 - Odraz od portu kalibračního vedení	72
Obrázek 93 - Odrazy od antén S11	73
Obrázek 94 - Přenos od kalibračního vedení na vstupy anténních prvků S12	74
Obrázek 95 - Průběh fází mezi vstupem děliče a jednotlivými anténními prvky.....	74
Obrázek 96 - Výsledný rozvod kalibračního rozvodu umístěný zezadu na anténě.....	75
Obrázek 97 - Měření S parametrů celého systému.....	75

Seznam tabulek

Tabulka 1 - Vybrané druhy substrátů [2]	4
Tabulka 2 – Seznam použitých přístrojů	64
Tabulka 3 - Porovnání šířky hlavních vyzařovacích laloků	68
Tabulka 4 - Naměřené hodnoty útlumu na frekvenci 3,4 GHz pro anténní pole	71

Úvod

Patch anténní systémy představují zajímavý a aktuálně perspektivní obor v oblasti anténního návrhu a mikrovlnné techniky. Tento druh anténních systémů kombinuje výhody běžných antén, které nejsou tolik kompaktní a dobře integrovatelné. Díky své velikosti mají široké spektrum použití a dobře konkurují cenou.

V posledních letech tak výrazně stoupá počet dostupných planárních anténních prvků, které se používají napříč různými obory. Vzhledem k rostoucím požadavkům v oborech radarové techniky, automotive a obecně rostoucí poptávce z průmyslu je žádoucí zlepšovat a zdokonalovat výrobu těchto anténních systémů.

Integrované rozvody kalibračního signálu pro anténní systémy představují dobrou alternativu pro kalibraci k běžně používaným metodám, u kterých je potřeba pro kalibraci více antén a celkově složitější systémové řešení.

Tato práce se zaměřuje na analýzu, návrh a optimalizaci patch anténního systému a jeho integrovaného kalibračního rozvodu signálu. Cíl práce je analyzovat problematiku návrhu anténního systému a navrhnout kompletní anténní systém, který využívá právě ke své kalibraci signálů svůj interní kalibrační rozvod. Tento systém je nejprve teoreticky analyzován a navržen, následně ověřen a optimalizován pomocí simulačních programů a experimentálně ověřen měřeními na zhotoveném vzorku. Závěrem jsou dosažené výsledky porovnány.

Práce je dělena na dvě části teoretickou a praktickou. Teoretická část se nejprve zabývá obecně mikropáskovým planárním vedením, popisem jeho struktury a vlivem konstrukčních parametrů na změny různých vlastností vedení. V další kapitole jsou popsány základní planární anténní prvky, kde jsou vysvětleny i základní parametry anténních prvků. Z individuálních planárních anténních prvků jsou v další kapitole sestaveny lineární anténní řady. Jsou zde popsány druhy lineárních anténních řad a rozložení amplitud signálu na anténních řadách. Pro pochopení integrovaných kalibračních rozvodů je nutná znalost směrových vazebních členů. Kapitola směrové vazební členy se zabývá nejprve dělením výkonu pomocí děličů. Nejpodrobněji jsou analyzovány děliče typu Wilkinson. Na děliče navazuje problematika návrhu a konstrukce vazební odbočnice, která je součástí směrových vazebních členů.

Praktická část aplikuje znalosti z části teoretické. Nejprve v rámci návrhu a optimalizace modelů dílčích prvků v simulačním programu CST Studio a poté v rámci praktické realizaci. Zabývá se nejprve konstrukcí jednotlivých prvků v integrovaném kalibračním rozvodu. Posléze je popsán návrh samotné anténní řady od základního patch anténního prvku po vytvoření složitější anténní řady.

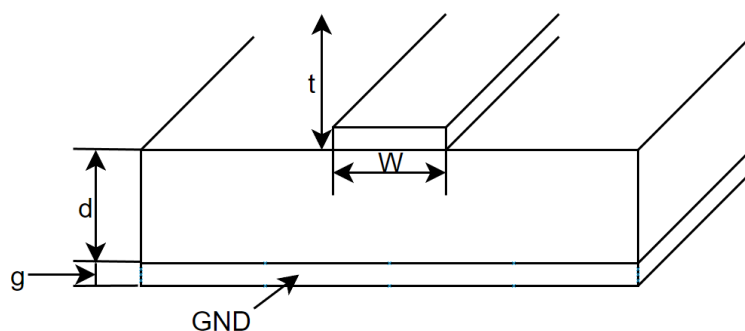
Takto vytvořený anténní systém s integrovaným kalibračním rozvodem signálu je experimentálně ověřen měřením v bezodrazové komoře. Součástí měření je měření impedančního přizpůsobení dílčích portů antény, tedy rozptylového parametru S_{11} . Také je změřena vyzařovací charakteristika antén a její porovnání s návrhem v simulačním programu.

1 Teoretická část

1.1 Mikropáskové planární vedení

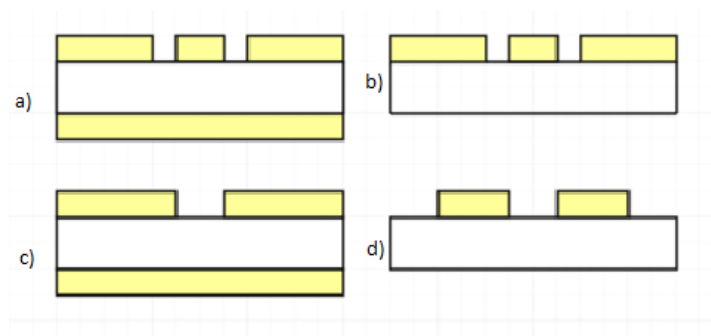
Popis struktury

Mikropáskové vedení je často používaným typem přenosového vedení, především pro jeho konstrukční jednoduchost. Nejjednodušším způsobem pro konstrukci mikropáskového vedení je využití dvouvrstvé desky plošného spoje, přičemž jedna její strana zůstává spojitě pokovená a tvoří zemní rovinu a druhá strana je tvořena vodivým páskem – viz obrázek 1. Takové vedení je velmi malé a má relativně dobré elektrické vlastnosti, které závisí především na permitivitě zvoleného substrátu a na jeho tloušťce d .



Obrázek 1 - Struktura mikropásku

Mikropáskových vedení je více druhů. Dělí se v závislosti na počtu pásků a druhu vedení vlny. Na obrázku 2 vlevo nahoře a) je nesymetrické koplanární vedení se zemnicí rovinou a vpravo nahoře b) nesymetrické koplanární vedení bez zemnicí roviny. Na obrázku vlevo dole c) je štěrbinové vedení. Vpravo dole d) je vidět, že je možné vytvořit dvou vodičové vedení z mikropásků. [3]



Obrázek 2 - Vybrané druhy mikropáskového vedení

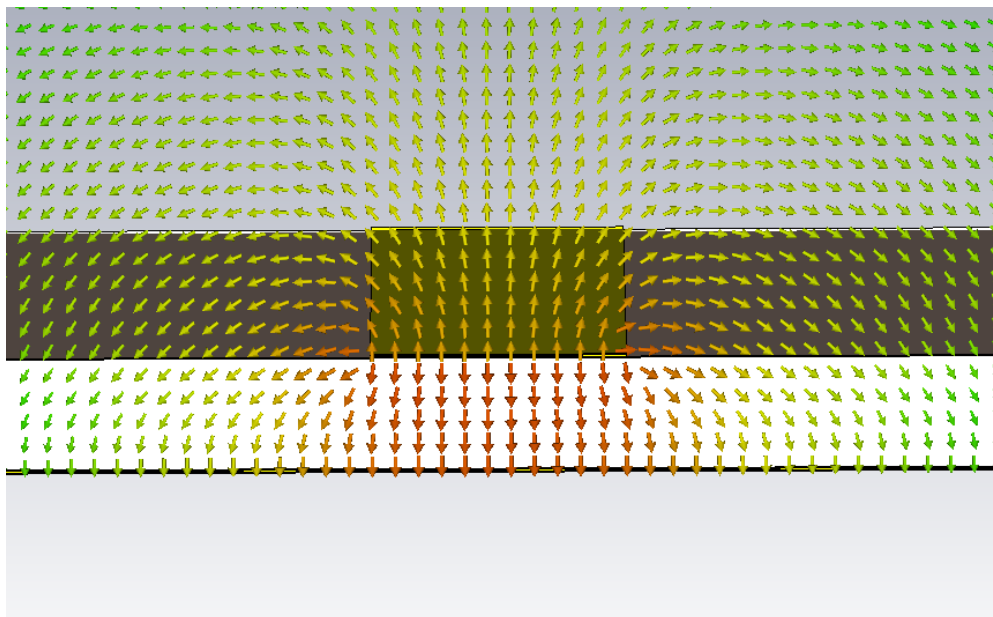
Pokud by nebyl umístěn substrát z dielektrického materiálu mezi zemnicí rovinou a mikropáskem, vzniklo by dvou vodičové vedení z plochých vodičů zapuštěného do homogenního prostředí, kterým by byl vzduch. Relativní permitivita vzduchu je 1. Substráty pro mikropáskové vedení se používají s vyšší relativní permitivitou než 1. [1]

Používá se velmi mnoho druhů substrátů, přičemž jeho výběr závisí na konkrétní aplikaci. Pro běžná tištěná planární vedení se nejčastěji používá substrát FR-4. Relativní permitivita FR-4 je v závislosti na výrobci obvykle v rozmezí 4.5-4.8. [2] Pro vyšší frekvence, a především pro reprodukovatelnost výroby (konstantní hodnotu relativní permitivity) se používají kvalitnější mikrovlnné substráty. V tabulce níže jsou uvedené vybrané druhy používaných substrátů pro planární přenosová vedení.

Substrát	Relativní permitivita ϵ_r
Křemík	11.9
FR-4	4.5-4.8
Gallium arsenid	12.9
Safír	9
Rogers 4350b	3.48
PTFE	3.05

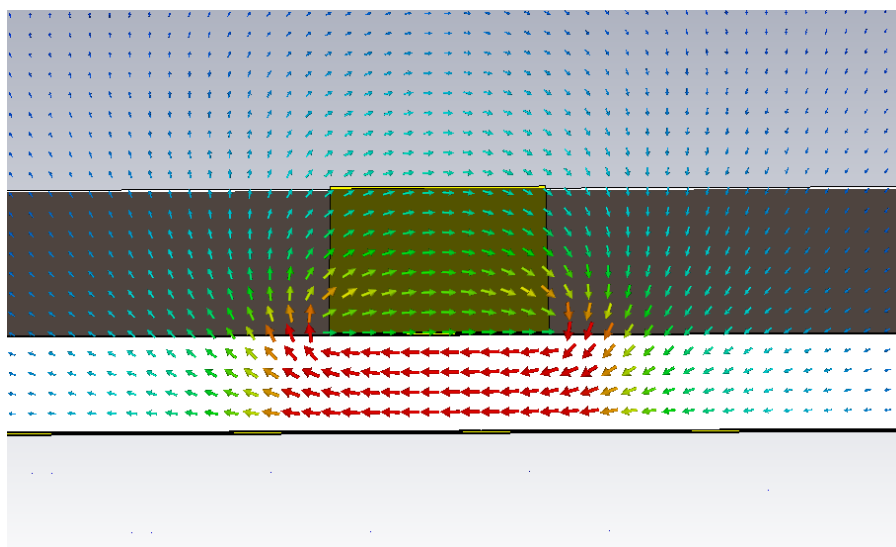
Tabulka 1 - Vybrané druhy substrátů [2]

Kolem planárního mikropáskového vedení, kterým prochází signál, vznikne elektrické a magnetické pole. Rozložení a orientace siločár elektrického pole kolem mikropáskového vedení je znázorněno na obrázku níže šipkami. Šipky znázorňující uzavírající se elektrické pole směřem k zemní ploše (GND). S rostoucí vzdáleností od mikropásku, elektrické pole slábne - viz. barevná škála šípek znázorňující červeně největší intenzitu el. pole a klesající intenzitu směřem k zelené barvě.



Obrázek 3 - Znázornění elektrického pole v CST studiu

Siločáry magnetického pole na obrázku 4 uzavírají kruh kolem mikropáskového vedení. Orientace těchto siločár magnetického pole se řídí pravidlem pravé ruky. S rostoucí vzdáleností od mikropásku opět klesá intenzita magnetického pole.



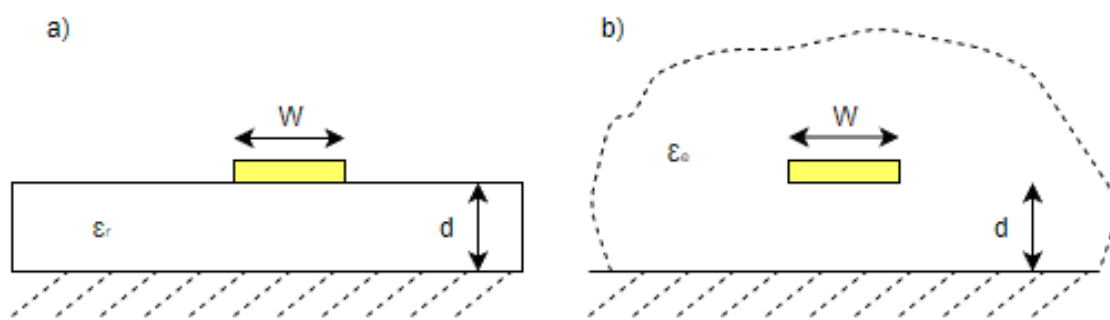
Obrázek 4 - Průběh magnetického pole v CST studiu

Klíčovým parametrem při návrhu mikropáskových vedení je jeho charakteristická impedance. Charakteristická impedance je závislá na již dříve zmíněné relativní permitivitě substrátu, na jeho tloušťce, na šířce a výšce vodivého pásku. Pokud se bude šířka pásku zvětšovat bude klesat jeho impedance.

Výpočet parametrů mikropáskového vedení

Pro výpočet samotné impedance vedení je potřeba znát ještě efektivní dielektrickou konstantu, která se spočítá z relativní permitivity ϵ_r a poměru výšky substrátu d a šířky mikropáskového vedení W . Vztah pro efektivní dielektrickou konstantu je udán v rovnici 1.1. Efektivní dielektrická konstanta nahrazuje vzduchovou a dielektrickou oblast, kterou se šíří elektromagnetická vlna, oblastí homogenní (sjednocující).

Na obrázku 5a je původní dielektrická konstanta v prostředí se vzduchem (nehomogenní) a na obrázku 5b je zobrazena určitá abstrakce plochy efektivní dielektrické konstanty, která je v dané oblasti, ve které se šíří elektromagnetická vlna homogenní.



Obrázek 5 – Zobrazení efektivní dielektrické konstanty [1]

Efektivní dielektrická konstanta se spočítá z relativní permitivity a poměru d/W podle vztahu (1.1). [1]

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (1.1)$$

Charakteristická impedance se počítá dvěma způsoby v závislosti na poměru W/d . W je šířka mikropáskového vedení a d je tloušťka použitého substrátu. Pokud je poměr W/d menší než 1, je nutné použít vztah (1.2). Při poměru W/d je větší než 1, je potřeba použít rovnici (1.3).

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln\left(\frac{8d}{W} + \frac{W}{4d}\right) \quad (1.2)$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left(\frac{W}{d} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W}{d} + 1,444 \right) \right)} \quad (1.3)$$

Pokud je tedy potřeba zjistit jakou charakteristickou impedanci obvod má je možné použít rovnice (1.2) nebo (1.3). Pokud je, ale potřeba navrhnout obvod se zadanou charakteristickou impedancí, je potřeba najít optimální poměr W/d , pro konkrétní charakteristickou impedanci Z_0 . Proto se vypočítají parametry A a B , které se spočítají z rovnice (1.4) a (1.5). Do těchto rovnic se dosazuje charakteristická impedance Z_0 a relativní permitivita ε_r . [1]

$$A = \frac{Z_0^2}{60} \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}} + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{\varepsilon_r} \right) \quad (1.4)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0^2\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (1.5)$$

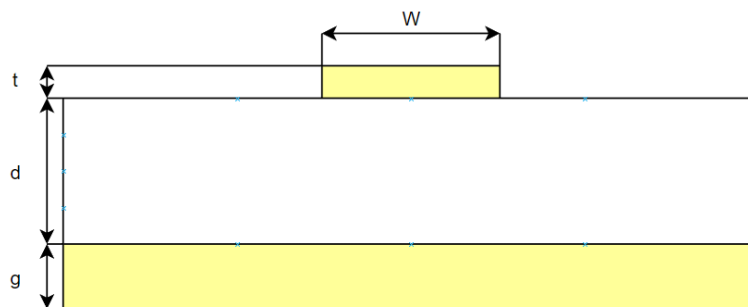
Po se dosazení za A a B je možné dopočítat poměr W/d , pro W/d nižší než 2 z rovnice (1.6), nebo pro W/d vyšší než 2 z rovnice (1.7). [1]

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} \quad (1.6)$$

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right] \right] \quad (1.7)$$

Vlivy rozměrů a materiálových vlastností na parametry mikropáskového vedení

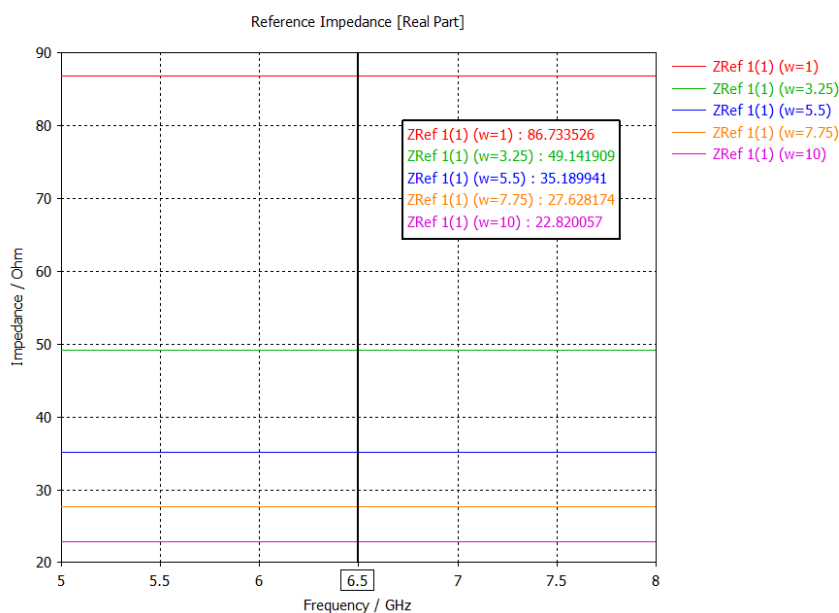
Za předpokladu, že se zvýší vzdálenost mezi mikropáskovým vedením a zemní plochou podle obrázku 6, třeba v důsledku zvýšení výšky substrátu d , dojde ke zvýšení celkové impedance mikropáskového vedení. Zároveň se impedance vedení zvýší, pokud se bude snižovat parametr W . Pokud by byla šířka pásku W velmi velká vůči tloušťce t , mělo by to na změnu impedance vedení pouze relativně malý vliv.



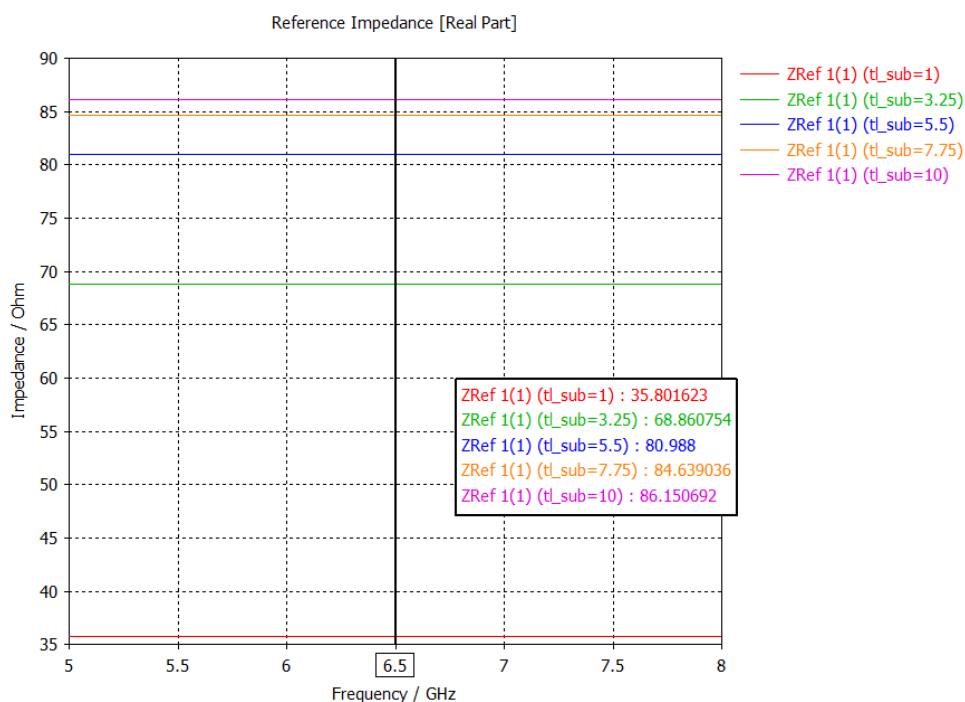
Obrázek 6 - Definice parametrů majících vliv na změnu vlastností mikropáskového vedení

Pokud se zvýší šířka pásku W , bude klesat impedance pásku, podle obrázku 7. Tloušťka substrátu při výpočtu této simulace byla nastavena na 1,524 mm. Při šířce pásku 1 mm je impedance 86,7 Ω , při šířce 3,25 mm byla impedance podle grafu 49,14 Ω . Čím více se zvětšuje šířka pásku, tím menší budou impedanční rozdíly při vyšších šířkách pásku. Tím lze říci, že snižování impedance přes šířku pásku má své limity a lze dojít na limit, kdy se už bude impedance snižovat velmi málo.

Na grafu, který je na obrázku 8, je možné vidět rostoucí impedanci v důsledku rostoucí tloušťky substrátu. Šířka mikropáskového vedení byla nastavena na fixní hodnotu 3,5 mm a měnila se pouze tloušťka substrátu. Při tloušťce substrátu 10 mm a víc již impedance přestává růst tak intenzivně.



Obrázek 7 - Vliv změny šířky pásku na impedanci mikropáskového vedení



Obrázek 8 - Vliv změny tloušťky substrátu na impedanci vedení

Na simulaci je dobře vidět, že velikost impedance se téměř nemění v závislosti na frekvenci, což je významná výhoda planárního vedení.

Volbou jiného materiálu substrátu s vyšší relativní permitivitou je možné docílit snížení impedance mikropáskového vedení. Jako materiál pro vodič se používá nejčastěji měď a zlato výjimečně jiné kovy. Mikropáskové vedení se také pokrývá pro ochranu proti klimatickým vlivům stříbrem a cínem.

Celková délka vedení ovlivňuje především fázi vlny šířící se na vedení.

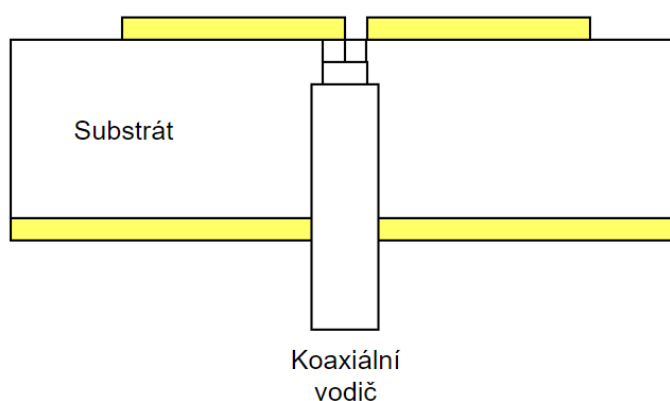
1.2 Planární anténní prvky

Planární anténní prvky jsou používány právě díky svým výhodám z hlediska malých rozměrů, velmi nízké ceny výroby a jednoduché integrovatelnosti do mikrovlnných obvodů. Největší výhodou a znakem širokopásmových antén jsou malé změny elektrických vlastností při velké šířce pásma. [6]

Planární dipól

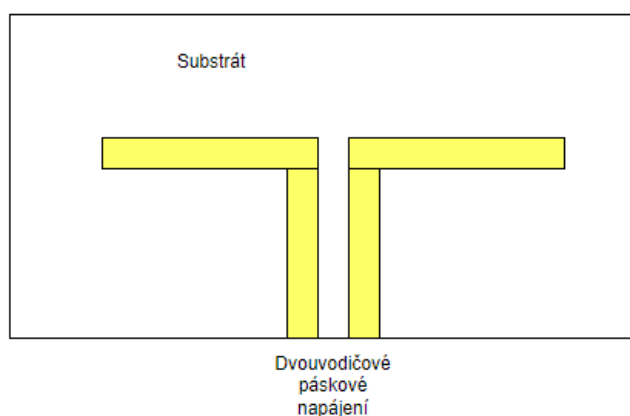
Planární dipóly jsou v anténní technice využívány především díky jejich jednoduché konstrukci a spolehlivosti. S výhodou se uplatňují pro jejich malé rozměry a relativně čistou

lineární polarizaci. Používají se výhradně na vysoké kmitočty a v závislosti na tloušťce a permitivitě použitého substrátu je možné dosáhnout velké šířky frekvenčního pásma. Nejčastěji jsou planární dipóly napájené dvouvodičovým vedením, koaxiálním vedením nebo EMC buzením. Při napájení dvouvodičovým vedením je do každého ramene samostatně přiveden budící signál. Pokud je planární dipól napájený koaxiálním vedením, je nutné do obvodu zařadit symetrizační vedení, které je označováno jako balun, nebo tuto symetrizační část vytvořit z půlvlnného úseku odbočeného koaxiálního vedení. Napájení u EMC buzení je provedeno vazební štěrbinou z mikropáskového vedení. [14]



Obrázek 9 - Napájení planárního dipólu koaxiálním vodičem

Na obrázku 9 je znázorněné napájení koaxiálním vodičem. Na obrázku 10 je příklad napájení dvouvodičovým mikropáskovým vedením, které je vytvořeno pouze tak, že se přivede mikropásek na substrátu přímo na planární dipól.

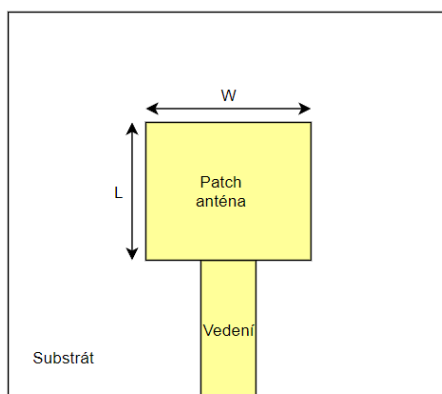


Obrázek 10 - Napájení planárního dipólu mikropáskovým vedením

Patch anténa

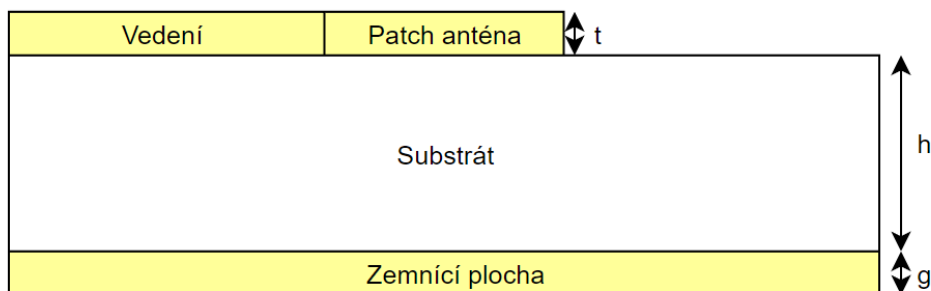
Patch anténa nebo flíčková anténa je svou konstrukcí podobná planárnímu mikropáskovému vedení. Skládá se tedy z vodivé desky (flíčku), substrátu a vodivé zemnicí plochy. Tvary flíčků jsou různé a zisky takové antény dosahují kolem 5 dB. Vyzařovací charakteristiky patch antény jsou souměrné v obou rovinách (elevace i azimut). [6]

Základní patch anténa ve tvaru čtverce na obrázku 11 má šířku W a délku L . K patch anténě je přiveden signál přes napájecí mikropáskové vedení. Oba prvky jsou typicky vyrobené z mědi a jsou natištěny na substrát s danou relativní permitivitou.



Obrázek 11 - Patch anténa

Na následujícím obrázku 12 je vidět patch anténa z bočního pohledu. Stejně jako v případě planárního vedení má substrát definovanou výšku h tloušťka vodivé části napájecího vedení a samotného patch anténního elementu je označena t . Tloušťka zemnicí roviny je označena parametrem g a typicky je shodná s výškou vedení a patche t .



Obrázek 12 - Patch anténa z boční strany

Při návrhu a výpočtu záleží na třech základních parametrech, kterými jsou: délka l , šířka w a výška substrátu h a jeho relativní permitivita. [13]

Prvním krokem pro výpočet antény je výpočet šířky pásku W podle vztahu (1.8), kde c je rychlost světla, f_0 frekvence, na kterou je anténa navrhována a ε_r je relativní permitivita použitého substrátu.

$$W = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2}}} \quad (1.8)$$

Poté je nutné určit efektivní konstantu, z které je možné spočítat ΔL a L . ε_e se spočítá z relativní permitivity a poměru tloušťky substrátu h a spočítané šířky patch antény W .

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\left(\frac{h}{W}\right)}} \quad (1.9)$$

$$\Delta L = h \cdot 0.412 \cdot \frac{(\varepsilon_e + 0,3) \cdot \left(\left(\frac{W}{h}\right) + 0,264\right)}{(\varepsilon_e - 0,258) \cdot \left(\left(\frac{W}{h}\right) + 0,8\right)} \quad (1.10)$$

Délka patch antény L se následně spočítá podle vztahu (1.11).

$$L = \frac{c}{2f_0 \sqrt{\varepsilon_e}} - 2\Delta L \quad (1.11)$$

Parametry patch antény

Nejdůležitějším parametrem, na kterém závisí celý proces návrhu patch antény je centrální frekvence, na které anténa pracuje. Požadovaná pracovní frekvence přímo určuje rozměry patch antény. Patch antény se navrhují v různých tvarech podle požadovaných vlastností. Na obrázku 13 jsou uvedeny vybrané tvary patch antén.



Obrázek 13 - Vybrané tvary patch antén

Dalším důležitým krokem při návrhu patch antén je vhodný výběr substrátu. Použitý substrát u antény ovlivňuje impedanci, účinnost i šířku frekvenčního pásma. Impedance určuje, jak dobře je anténa přizpůsobena vůči napájecímu vedení. Nejčastěji se používá impedance o velikosti 50Ω .

Účinnost antény

U mikropáskové antény je možné účinnost definovat jako vyzářený výkon ku výkonu do antény přivedenému. Účinnost antény ovlivňují ztráty ve vodiči, dielektrické ztráty, odražený výkon atp. V rovnici (1.12) je uveden základní vztah pro účinnost antény, kde P_v je vyzářený výkon a P_p výkon přivedený. [13]

$$e = \frac{P_v}{P_p} \quad (1.12)$$

Směrovost a zisk antény

Směrovost antény obecně vyjadřuje rozložení vyzářeného signálu do prostoru kolem antény. V absolutní hodnotě se jedná o poměr vyzářené výkonové hustoty dané antény S do daného směru (obvykle maxima) ku hustotě výkonu vyzářené izotropickou anténou S_i . Izotropický zářič je takový zářič, který vyzařuje výkon rovnoměrně na kulovém povrchu. [17]

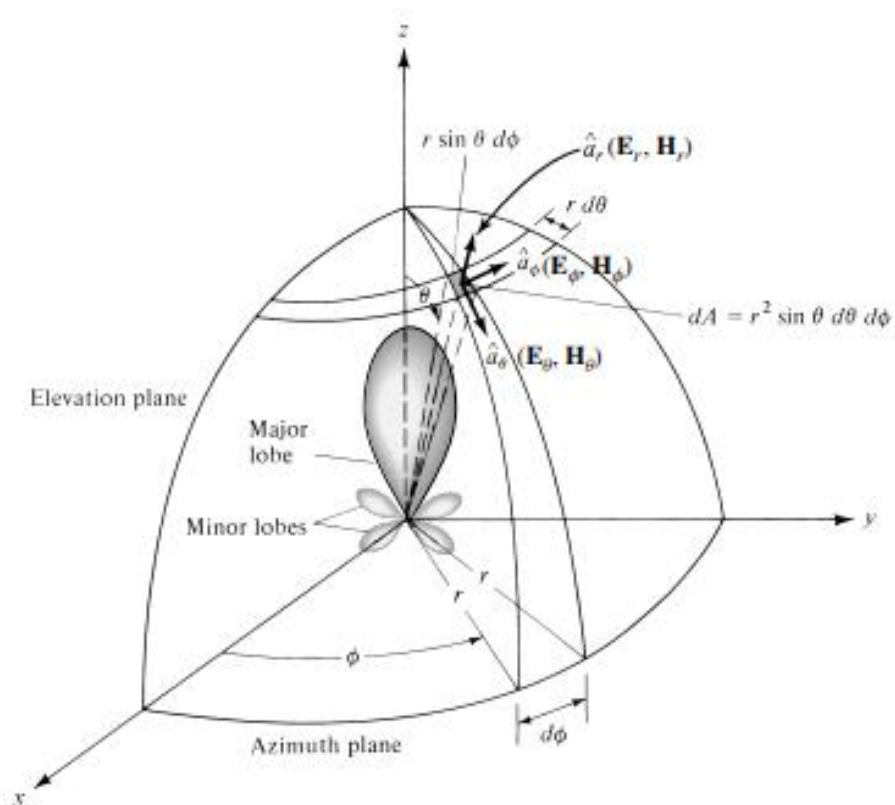
$$D = \frac{S}{S_i} \quad (1.13)$$

Právě uvedená směrovost má hlavní vliv na zisk antény. Ve vztahu (1.14) je vidět, že zisk G se získá vynásobením účinností ε a směrovostí D . [17]

$$G = \varepsilon \cdot D \quad (1.14)$$

Vyzařovací charakteristika

Vyzařovací charakteristika antény je grafické znázornění vyzařovacích vlastností antény v prostoru. Může být zobrazen ve dvou nebo třech dimenzích, v závislosti na požadované přesnosti zobrazení. Pro zobrazení se používají obvykle polární souřadnice, kde úhel azimutu určuje horizontální směr a úhel v elevaci směr vertikální.



Obrázek 14 - Koordinační systém pro analýzu antény (uvnitř vyzařovací charakteristika) [18]

Na obrázku 14 je vidět znázorněná vyzařovací charakteristika antény ve 3D prostoru, kde uprostřed je uveden hlavní lalok s postranními laloky.

Polarizace

Polarizace určuje orientaci siločár vyzářeného elektromagnetického pole. Dělí se v základu na lineární a kruhovou polarizaci. Vektor intenzity vyzářeného elektrického pole je vždy

kolmý na vektor intenzity vyzářeného magnetického pole a tyto vektory jsou ještě kolmé na vektor směru šíření signálu. Orientace těchto vektorů přímo závisí na poloze antény proti zemi (na natočení anténního systému). [17]

Lineární polarizace je dosaženo, pokud vektor intenzity elektrického pole signálu vyzářeného anténou kmitá pouze v jedné rovině – lineárně. Dle orientace tohoto vektoru standardně rozlišujeme lineární polarizaci na vertikální a horizontální, ale může se jednat i o její libovolnou kombinaci, pak mluvíme o šikmé polarizaci. V případě horizontální polarizace se intenzita elektrického šíří rovnoběžně s povrchem Země, v případě vertikální polarizace se šíří naopak kolmo na povrch Země. Pro optimální příjem je nutné, aby přijímací anténa byla polarizována stejným směrem jako anténa vysílací. [17]

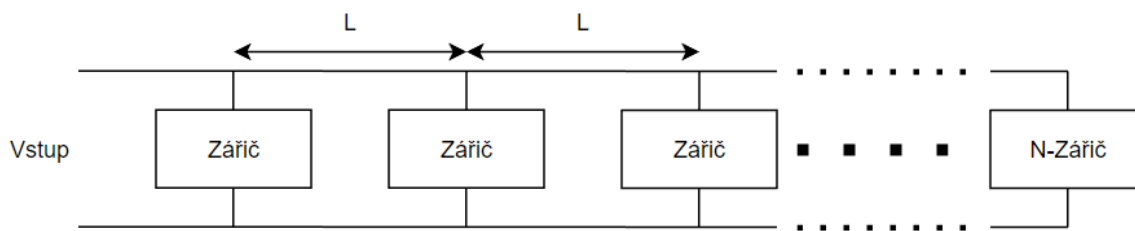
V případě kruhové polarizace se vektor intenzity elektrického pole otáčí buď ve směru nebo v protisměru hodinových ručiček kolmo ke směru šíření. Existuje řada způsobů, jak realizovat anténu s kruhovou polarizací. Jednou z možností je využití dvou lineárně polarizovaných antén napájených s fází posunutou o 90° s tím, že jsou ještě od sebe natočené kolmo na směr záření také o 90° . Z kruhové polarizace je velmi snadno možné vytvořit polarizaci eliptickou, pokud se amplitudy dvou lineárních polarizací nerovnájí. Stejně jako u lineární polarizace je nutné pro optimální příjem použít jak přijímací, tak vysílací antény se stejnými polarizacemi. [17]

1.3 Lineární anténní řady

Lineární anténní řady se používají k dosažení požadovaných vyzařovacích vlastností anténního systému, kterých by nebylo možné dosáhnout samostatným anténním prvkem, jedná se například o zúžení hlavního anténního svazku či o zvětšení odstavu postranních laloků. Obecně se lineární anténní řada skládá z N totožných anténních elementů, které jsou obvykle ekvidistantně řazeny vedle sebe. Pokud jsou elementy řazeny vedle sebe, mluvíme o lineární anténní řadě, pokud jsou řazeny v obou rovinách (vedle sebe i nad sebou) mluvíme o anténním poli. Anténní prvky v lineární anténní řadě mohou být napájeny sériově či paralelně.

Sériově napájené anténní řady

Anténní řady napájené sériově jsou nejjednodušší systém anténních řad, jelikož anténní zariadení jsou periodicky umístěné mezi napájecí vedení. [15]



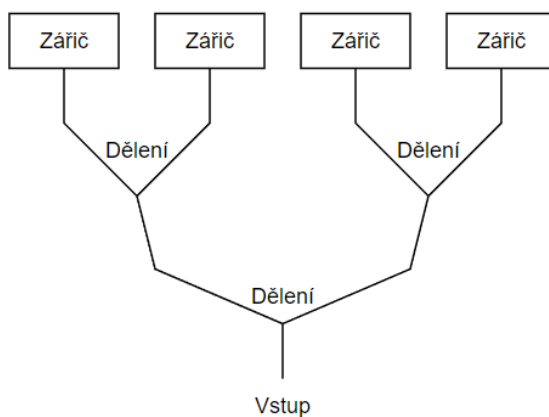
Obrázek 15 - Sériově napájená anténní řada

Na obrázku 15 je ukázka sériově napájené anténní řady pro N zářičů. Zleva je vstup, který prezentuje napájení. Délka L vedení mezi každým zářičem je navržena tak, aby se nastavil požadovaný fázový posuv pro konkrétní aplikaci. Při změně frekvence dochází k jinému fázovému posuvu postupně po celé anténní řadě a způsobí to změnu směru hlavního vyzařovacího laloku. Proto musí být všechny anténní prvky ve fázi, což znamená nastavení stejné vlnové délky. [15]

Pokud vznikají na sériové anténní řadě velké ztráty, je možné ji napájet od středu. Tím vznikne na každé straně opačně putující postupná vlna a v případě nevhodně zvolených fázových posuvů může dojít ke vzniku dvou opačně natočených hlavních laloků. [15]

Paralelně napájené anténní řady

Paralelní napájení je tvořeno sítí, která rozvádí signál z jednoho vstupního bodu mezi jednotlivé prvky (zářiče). Nicméně přináší to problémy s rovnoměrným rozložením fázového posuvu a výkonu. Pro lineární rovnoměrné rozložení fáze se používají děliče výkonu 1:1, které při správném návrhu jsou schopny mít velmi malý vložný útlum a dokážou zachovat fázi vlny téměř rovnoměrně. [15]



Obrázek 16 - Paralelně napájená anténní řada

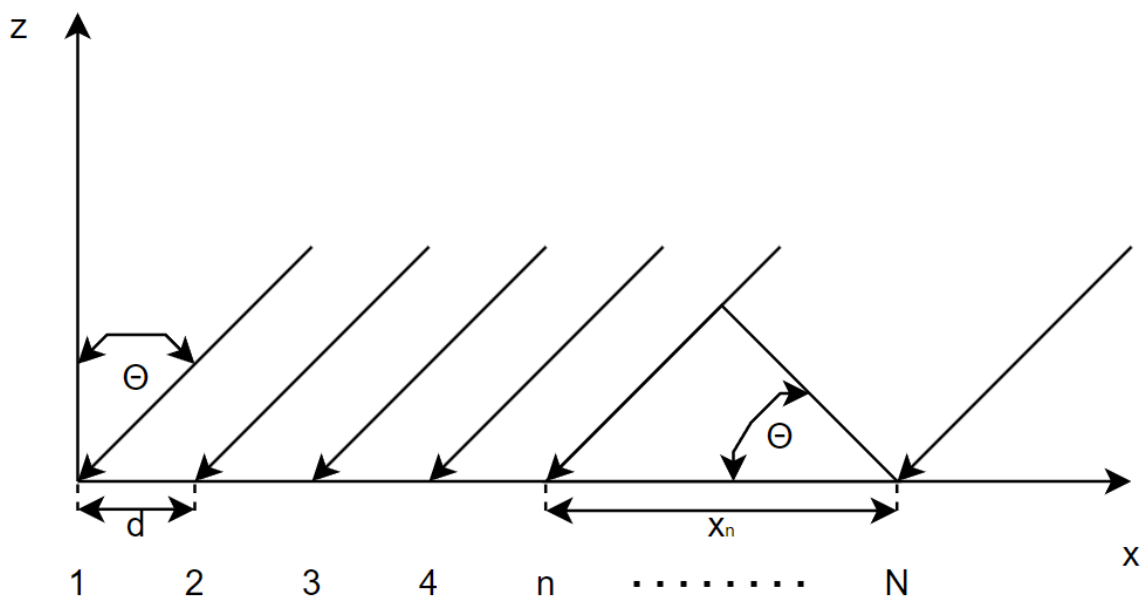
Blokově je paralelní způsob napájení zobrazen na obrázku 16. V místě dělení je umístěn například dělič výkonu či směrová odbočnice a na konci jsou umístěné zářiče (anténní prvky).

Činitel anténní řady

Činitel lineární anténní řady se používá k popisu vyzařovací charakteristiky anténní řady. Vyjadřuje, příspěvek jednotlivých anténních prvků na celkový vyzařovací diagram anténní řady. Pokud jsou známy parametry signálu na jednotlivých anténních elementech a jejich vzdálenost mezi sebou, je možné vypočítat tvar anténního diagramu. [19]

$$f_r(\Theta) = \frac{1}{C} \sum_{n=1}^N A_n e^{-j\Psi_n} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} n.d.\sin\Theta} \quad (1.15)$$

Vztah (1.15) popisuje činitel anténní řady $f_r(\Theta)$. Kde C je normalizační konstanta, pro normování výsledného činitele anténní řady v maximu k 1. Uvnitř sumy je vztah $A_n e^{-j\Psi_n}$ který popisuje signál přiváděný na jednotlivé anténní prvky, kde n je index jednotlivých anténních prvků, A_n je amplituda signálu na každém n -tém prvku a Ψ_n je fáze signálu na n -tém anténním prvku. Dále ve vztahu (1.15) je uvedena vlnová délka λ , $n.d$ je poloha fázového středu n -tého anténního prvku při rozteči d a Θ , Φ vyjadřují úhly azimutu a elevace. [19]



Obrázek 17 - Uspořádání anténní řady pro výpočet činitele anténní řady [19]

Na obrázku 17 je uvedené uspořádání anténní řady. Čísla 1 až N označují jednotlivé anténní prvky v anténní řadě s tím, že mezi každými anténními prvky je stejná vzdálenost d .

Syntéza lineární anténní řady

Výhoda anténních polí spočívá ve velmi dobrém řízení tvaru a směru hlavního anténního laloku a též v možnosti nastavení odstupe postranních laloků. Díky tomu je možné dosáhnout velmi nízkých úrovní postranních laloků. Cílem syntézy anténní řady je určit rozložení amplitud a fází signálu na individuálních anténních prvcích. Při syntéze anténní řady jsou signály na jednotlivých anténních prvcích fázově a amplitudově řízeny tak, aby se vytvořilo požadované elektromagnetické pole ve vybraném směru. [16]

Syntéza anténní řady se dá obecně rozdělit na tři typy. První způsob spočívá v optimalizování pouze velikosti amplitud na jednotlivých anténních prvcích při zachování stejné fáze. Druhý typ syntézy naopak fázové rozložení signálu na dílčích anténních prvcích se zachováním stejných amplitud signálu na jednotlivých prvcích anténní řady. Poslední možností je současná optimalizace fáze i amplitudy na každém anténním prvku samostatně. [19]

Díky syntéze anténní řady lze dosáhnout většího zisku anténního systému, rychlého přepínání mezi směry vysílání/přijmu a možnosti komunikace s více uživateli současně. Existuje několik metod pro provedení syntézy lineární anténní řady, přičemž ty základní budou podrobněji popsány v následující části této práce.

Uniformní rozložení amplitud signálu v anténní řadě

Uniformní rozložení neboli rovnoměrné rozložení amplitud je stav, kdy mají signály na všech anténních prvcích v dané anténní řadě stejnou amplitudu signálu. Pokud existuje anténní pole se 3 anténními prvky, budou všechny amplitudy signálů na těchto anténních prvcích ve stejné úrovni (v ideálním případě). V reálné situaci je obtížné dosáhnout ideálního rovnoměrného rozložení amplitud signálu přiváděného na anténní prvku. Může totiž docházet k drobným odchylkám způsobeným především nesymetrií napájecích signálových rozvodů. Vliv těchto odchylek musí být minimalizován vhodnou volbou signálových rozvodů a optimalizací jejich parametrů.

Uniformní rozložení amplitud je využíváno v případech, kdy chceme dosáhnout úzkého anténního svazku, ale přitom nám nezáleží na velikosti odstupe postranních laloků,

Jelikož toto rozložení vykazuje konstantní úroveň nejvyššího postranního laloku pouze -13,3 dB.

Vztah pro rovnoměrné (uniformní) rozložení amplitudy signálu na anténním poli:

$$u(x) = 1 \quad (1.16)$$

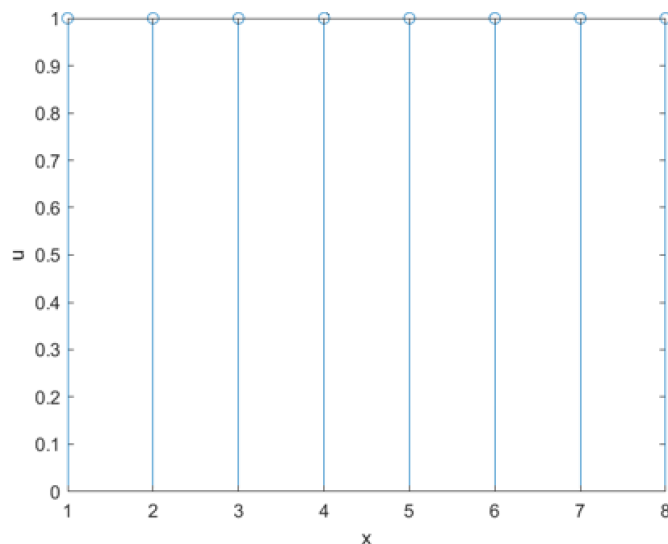
Písmeno u ve vztahu (1.16) je velikost amplitudy a x je n -tý anténní prvek v anténním poli. [20] Jelikož se u rovná na každém anténním prvku 1 vyjde rovnoměrné rozložení.

Vztah pro normovanou vyzařovací charakteristiku při rovnoměrné rozložení amplitud:

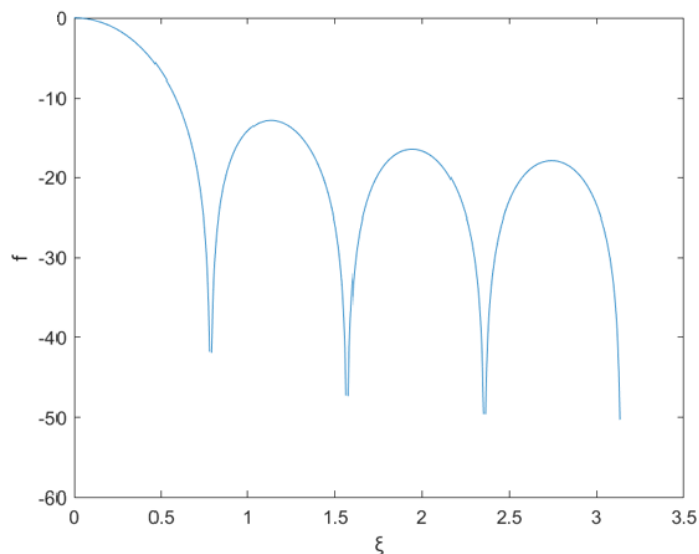
$$f(\xi) = \frac{\sin(\xi)}{\xi} \quad (1.17)$$

Ze vztahu (1.17) je f normovaná vyzařovací charakteristika antény a ξ je funkcí úhlu. [20]. Vztah platí při dodržení nulové, nebo konstantní fáze na všech dílčích prvcích anténní řady.

Na obrázku 18 je vykresleno uniformní rozložení amplitud na jednotlivých prvcích anténní řady pro celkem $x = 8$ anténních prvků. Na ose y je amplituda signálu u a na ose x je číslo anténního prvku x v anténním poli. Je vidět, že velikost amplitudy pro všechny anténní řady je stejná.



Obrázek 18 - Uniformní rozložení amplitud v lineárním anténním poli



Obrázek 19 - Normovaný činitel anténní řady při rovnoměrném rozložení amplitud

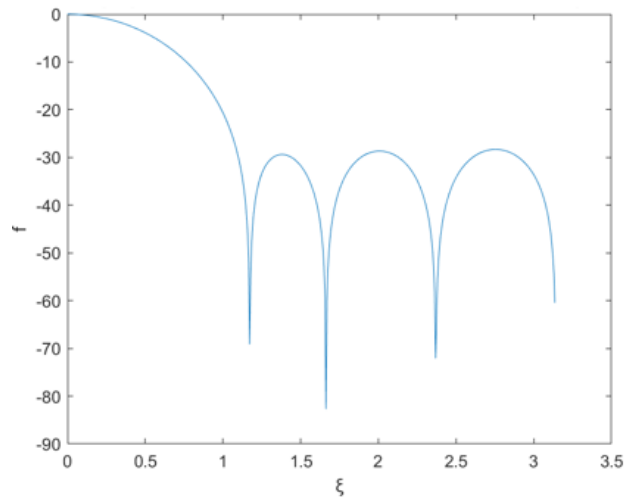
Na obrázku 19 je zobrazena normovaná vyzařovací charakteristika (činitelů lineární anténní řady) pro uniformní rozložení amplitud signálu na anténním poli.

Z Fourierovy transformace je známo, že obdélníkový průběh má ve frekvenční oblasti na prvním postranním laloku útlum přibližně 13,5 dB, zde je vidět analogie, pro uniformní rozložení (prakticky obdélníkové) je útlum na prvním postranním laloku ve vyzařovací charakteristice téměř stejný, tedy přibližně kolem 13,3 dB.

Uniformní rozložení je úplně nejzákladnější, které neumožňuje ovládat a nastavovat postranní laloky vyzařovacího diagramu. Z těchto důvodů se proto často používají pokročilejší metody syntézy anténní řady (Taylorovo, Kosinové, Hammingovo, atp.), které umožňují tvarovat jak hlavní vyzařovací lalok anténní charakteristiky, tak laloky postranní.

Taylorovo rozložení amplitud signálu

Taylorova syntéza lineární anténní řady představuje způsob, jak váhování amplitud jednotlivých prvků anténní řady dosáhnout požadovaného tvaru vyzařovacího diagramu a odstupu postranních laloků. V Taylorově rozložení se používají koeficienty, které určují váhování amplitudy jednotlivých prvků antény. Hodnota koeficientů je volena tak, aby byly splněny požadavky na rozložení amplitud. Pomocí tohoto Taylorova rozložení se nastavuje tvar vyzařovacího diagramu a velmi efektivně omezují postranní laloky. [20]



Obrázek 20 - Normovaný činitel anténní řady při Taylorově rozložení amplitud signálu

Na obrázku 20, je vyobrazena normovaná vyzařovací charakteristika (činitel anténní řady) pro Taylorovo rozložení amplitud. Z průběhu je patrné, že je možné velmi efektivně potlačit postranní laloky (v tomto případě na -30 dB). Daní za potlačení postranních laloků je zvýšení šířky hlavního vyzařovacího svazku.

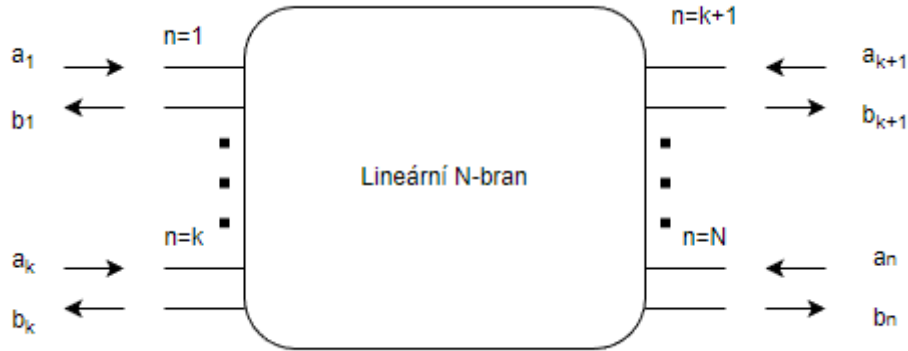
1.4 Směrové vazební členy

Směrové vazební členy mohou být využity jednak pro odvedení části výkonu ze signálové trasy nebo naopak pro navázání dalšího signálu do signálové trasy. Využívají se v mikrovlnné technice v řadě aplikací, od měření činitele odrazu přes obvody automatického vyrovnávání citlivosti až např. po obory rozvodu kalibračních signálů. Základním vazebním členem je směrová odbočnice. Jedná se o obvod, který rozděluje (odbočuje) část výkonu z hlavní signálové trasy do přidružené trasy. [8] Mezi směrové vazební členy, lze též zahrnout děliče výkonu. Před samotným popisem směrových vazebních členů, je nutné definovat jejich základní parametry, nutné pro jejich návrh, konstrukci a optimalizaci.

Jakýkoliv mikrovlnný obvod je možné popsat rozptylovými parametry. Rozptylové parametry udávají, jakým způsobem se signál šíří mezi jednotlivými branami (porty) mnohobranu. [12] Popisují chování signálu při průchodu nebo odrazu od různých prvků v mikrovlnném obvodu. Pomocí rozptylových parametrů se dá kompletně popsat celé chování N-branu. [1] Pro popis se používá maticových rovnic (1.18). Sloupcový vektor b

popisuje amplitudy napětí rozptýlených vln. Sloupcový vektor a popisuje amplitudy napětí dopadajících vln. S je tzv. rozptylová matice. [1]

$$b = S \cdot a \quad (1.18)$$



Obrázek 21- Popis lineárního N-branu

Na obrázku 21 parametr a_n popisuje amplitudy napětí vstupujících vln a parametr b_n jsou vlny vystupující (rozptýlené) z lineárního N-branu.

V rovnici (1.19) jsou rozepsané parametry a , b a S . [1]

$$b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

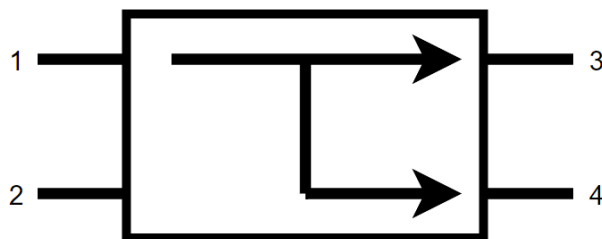
Pokud se za b dosadí do rovnice (1.19), dostaneme po úpravě vztahy pro amplitudy rozptýlených vln: [1]

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}a_1 & S_{12}a_2 & \cdots & S_{1N}a_N \\ S_{21}a_1 & S_{22}a_2 & \cdots & S_{2N}a_N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1}a_1 & S_{N2}a_2 & \cdots & S_{NN}a_N \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Z obecné definice rozptylových parametrů vycházejí tzv. směrovosti odbočnic. Existují tři druhy směrovostí směrových odbočnic. Jejich směrovost udává, jakým směrem a kam

se signál šíří ze vstupního portu na porty výstupní. Každý druh směrovosti má svou rozptylovou matici, která ji matematicky popisuje.

Směrovost 1. druhu



Obrázek 22 - Směrovost 1. druhu

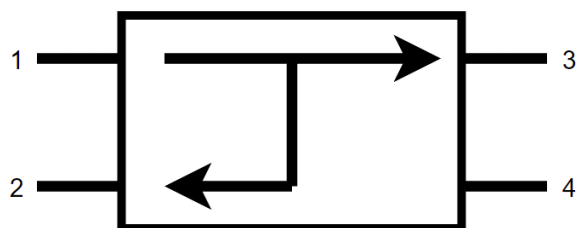
$$S = \begin{vmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad (1.21)$$

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \quad (1.22)$$

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0$$

Z rozptylové matice (1.21) se musí rovnat S-parametry podle rovnice (1.22). [8]

Směrovost 2. druhu

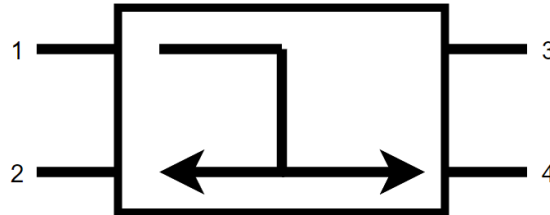


Obrázek 23 - Směrovost 2. druhu

$$S = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{vmatrix} \quad (1.23)$$

$$\begin{aligned}
S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} &= 0 \\
S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} &= 0
\end{aligned}
\tag{1.24}$$

Směrnost 3. druhu

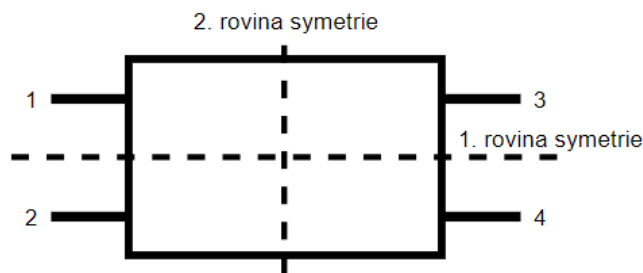


Obrázek 24 - Směrnost 3. druhu

$$S = \begin{vmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{21} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{32} & 0 & S_{34} \\ S_{41} & 0 & S_{43} & 0 \end{vmatrix}
\tag{1.25}$$

$$\begin{aligned}
S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} &= 0 \\
S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} &= 0
\end{aligned}
\tag{1.26}$$

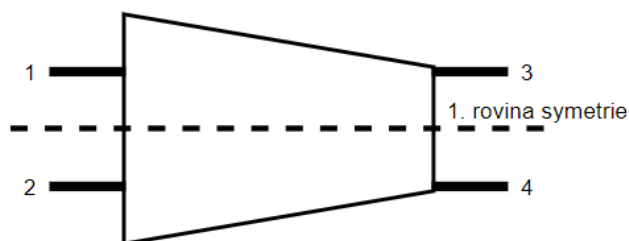
Dále se směrové vazební členy popisují rovinami symetrie. Lze definovat buď dvě roviny symetrie podle obrázku 25 nebo jednu podle obrázku 26. V případě teoretické odbočnice je pro úplný popis vlastností potřeba znát 10 rozptylových parametrů. V případě reálných odbočnic, neplatí dokonalá symetrie všech portů, proto žádný z prvků matice S není roven nule, a proto je pro úplný popis chování reálné odbočnice nutné znát všech 16 rozptylových parametrů z matice S . Pokud má odbočnice roviny symetrie a dokonalou bezztrátovou konstrukci (pouze teoretický případ), stačí pro úplný popis chování znát menší počet rozptylových parametrů. [8]



Obrázek 25 - Dvě roviny symetrie

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{11} & S_{12} \\ S_{14} & S_{13} & S_{12} & S_{11} \end{vmatrix} \quad (1.27)$$

Pokud se nyní porovnájí parametry z rozptylové rovnice (1.27), která je pro teoretický dokonale přizpůsobený směrový člen, tak díky symetrii ve dvou rovinách lze provést následující zjednodušení: $S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}$, $S_{13}=S_{24}$, $S_{14}=S_{23}$, $S_{12}=S_{34}$. Z toho vychází, že pro popis vlastností odbočnice s dvěma rovinami symetrie stačí pouze 4 komplexní S-parametry S_{11} , S_{12} , S_{13} , S_{14} .

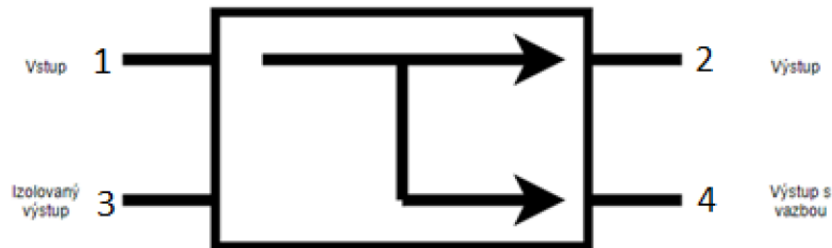


Obrázek 26 - Jedna rovina symetrie

$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{12} & S_{11} & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & S_{13} & S_{43} & S_{33} \end{vmatrix} \quad (1.28)$$

V důsledku jedné roviny symetrie lze rozptylovou matici S takového vazebního členu zjednodušit následovně: $S_{11}=S_{22}$, $S_{33}=S_{44}$, $S_{13}=S_{24}$, $S_{14}=S_{23}$. Z rovnosti vyplývá, že pro popis vlastností odbočnice s jednou rovinou symetrie je potřeba znát 6 komplexních S-parametrů S_{11} , S_{12} , S_{13} , S_{14} , S_{33} , S_{34} .

Pro účely charakterizace směrových vazebních členů je několik zásadních parametrů. Těmito parametry jsou: Vložný útlum, Vazební útlum, Izolace, Směrovost, Zpětný útlum a Vstupní poměr stojatých vln. Základní parametry jsou definovány pro směrovost 1. druhu podle obrázku 27.



Obrázek 27 - Směrovost 1. druhu s popisem portů

Základní definované parametry směrových odbočnic jsou: [1]

Vložný útlum

$$L = 10 \log \frac{P_1}{P_{21}} = 20 \log \frac{1}{|S_{21}|} \text{ [dB]} \quad (1.29)$$

Vazební útlum

$$C = 10 \log \frac{P_1}{P_{31}} = 20 \log \frac{1}{|S_{31}|} \text{ [dB]} \quad (1.30)$$

Izolace

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_{41}} = 20 \log \frac{1}{|S_{41}|} \text{ [dB]} \quad (1.31)$$

Směrovost

$$D = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = 20 \log \frac{|S_{31}|}{|S_{41}|} \text{ [dB]} \quad (1.32)$$

Tři výše uvedené vztahy mají mezi sebou vzájemný vztah. Součet směrovosti a vazebního útlumu je roven velikosti izolace, tedy $I=C+D$.

Pokud nejsou jednotlivé porty dobře impedančně přizpůsobeny dojde k odrazům, které jsou definovány parametrem Zpětný útlum podle rovnice (1.33).

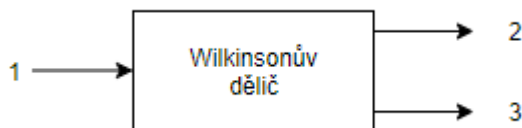
$$RL = 10 \log \frac{P_1}{P_{11}} = 20 \log \frac{1}{|S_{11}|} \text{ [dB]} \quad (1.33)$$

Při nedokonalém přizpůsobení portů směrového vazebního členu, dochází k odrazu signálu od tohoto portu. Poměr výkonu signálu odraženého od portu a dodávaného do portu směrové odbočnice určuje činitel Poměr stojatého vlnění (PSV) – viz rovnice 1.34. Pokud bude $PSV = 1$, bude obvod dokonale přizpůsobený. [1]

$$PSV = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (1.34)$$

Dělič výkonu typu Wilkinson

Tento typ děliče vychází z „bezeztrátového“ děliče typu T. Na rozdíl od T děliče má izolaci mezi výstupními porty. Výhoda Wilkinsonova děliče spočívá v tom, že se jeví na výstupních portech jako bezeztrátový, pokud je dobře impedančně přizpůsobený. Wilkinsonův dělič výkonu je trojbran s jedním vstupním portem a s dvěma výstupními porty s definovaným dělicím poměrem. Dělič je možné vyrábět s různými dělicími poměry, nejčastěji však s rovnoměrným dělicím poměrem, kdy je signál rozdělen mezi výstupní porty přesně v poměru 1:1. [1]



Obrázek 28 - Blokové schéma Wilkinsonova děliče

Rozptylová matice Wilkinsonova děliče je velikosti 3x3:

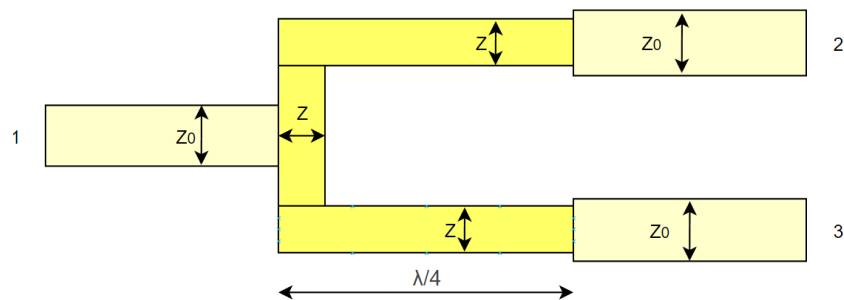
$$S = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{vmatrix} \quad (1.35)$$

Wilkinsonův dělič s rovnoměrným dělením 1:1

Při návrhu na obrázku 29 je vidět, že se dělič 1:1 skládá ze dvou částí o různých impedancích. Světle žlutě je vyznačené vedení s charakteristickou impedancí Z_0 . Tmavě žlutě je naznačený čtvrt vlnný úsek vedení, který tvoří impedanční transformátor. Impedanční transformátor musí vzájemně impedančně přizpůsobit vstupní a výstupní porty obvodu. [12]

Impedanci Z impedančního transformátoru určíme dle následujícího vztahu:

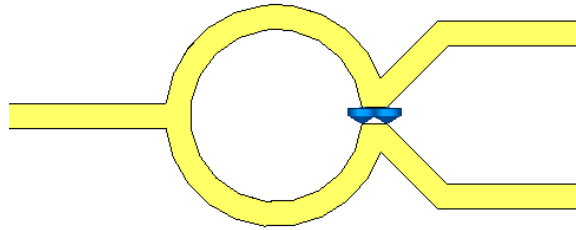
$$Z = \sqrt{2}Z_0 \quad (1.36)$$



Obrázek 29 - Principiální schéma Wilkinsonova děliče

Budeme-li však bezeztrátový dělič (bez přizpůsobovacího odporu R) napájet do vstupu 2 místo do vstupu 1, bude část výkonu odváděna výstupem 3 a současně se část výkonu odráží zpět od výstupu 2. U bezeztrátového reciprokého trojbranu nelze tudíž dosáhnout současně impedančního přizpůsobení všech tří bran. Z tohoto důvodu se do obvodu zařazuje ztrátový prvek – rezistor R , který zajistí impedanční přizpůsobení všech větví obvodu současně.

Na obrázku 30 je nakreslený příklad Wilkinsonova děliče výkonu v CST Studiu se zařazeným přizpůsobovacím rezistorem mezi výstupními rameny.



Obrázek 30 - Příklad Wilkinsonova děliče 1:1 v CST studiu

Velikost přizpůsobovacího rezistoru se určí z rovnice (1.37) níže.

$$R = 2Z_0 \quad (1.37)$$

Wilkinsonův dělič s různým dělicím poměrem

Na obrázku 32 je příklad, jakým způsobem může být realizován nesymetrický Wilkinsonův dělič výkonu. Na levé straně je vstupní port 1 a na pravé straně dva výstupní porty 2 a 3. K dosažení nesymetrického dělicího poměru je nutné, aby obě větve děliče měly různé impedance Z_2 , Z_3 . Aby tyto větve o různých impedancích byly dobře impedančně přizpůsobené vůči charakteristické impedanci portů děliče, je nutné za ně zařadit ještě další čtvrt vlnný úsek vedení, který provede impedanční transformaci a přizpůsobí tím impedanční poměry v celém nesymetrickém děliči výkonu. Z důvodů uvedených v části symetrického Wilkinsonova děliče, musí být do obvodu i v tomto případě zařazena přizpůsobovací impedance R . Odporů pro tento typ děliče jsou typicky v provedení SMD.

Dělicí poměr lze určit jako poměr výkonů výstupních signálů

$$d^2 = \frac{P_3}{P_2} \quad (1.38)$$

Návrh impedance musí být pro každé rameno jiný, aby bylo zajištěno dělení výkonu.

$$Z_{03} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + d^2}{d^3}} \quad (1.39)$$

$$Z_{02} = d^2 Z_{03} = Z_0 \sqrt{d(1 + d^2)} \quad (1.40)$$

Do obvodu je nutné z důvodu impedančního přizpůsobení ještě zařadit dva čtvrt vlnné úseky impedančních transformátorů Z_{04} a Z_{05} .

$$Z_{04} = Z_0 \sqrt{d} \quad (1.41)$$

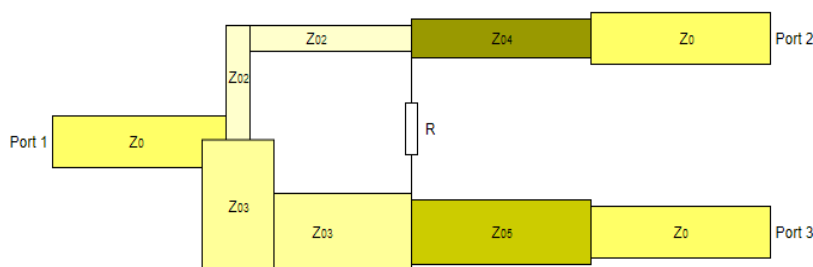
Rovnice (1.41) slouží k výpočtu transformačního pásku pro přechod mezi impedancí Z_{02} a Z_0 , jelikož rameno s impedancí Z_{02} v důsledku velké impedance bude malé oproti zakončovací impedanci Z_0 (větší rameno díky nižší impedanci), musí se navrhnout impedance Z_{04} vynásobením charakteristické impedance s odmocninou dělicího poměru d .

$$Z_{05} = Z_0 \frac{1}{\sqrt{d}} \quad (1.42)$$

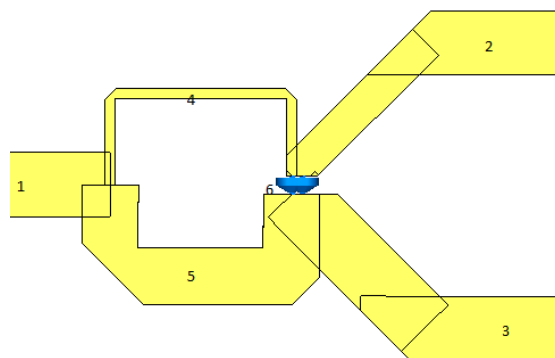
Pro přizpůsobení ramena s impedancí Z_{03} je situace opačná. Rameno s impedancí Z_{03} je navrženo s nižší impedancí než charakteristickou, tudíž je pásek širší. Impedance Z_{05} se spočítá dle vztahu 1.42.

Přizpůsobovací impedance se spočítá dle vztahu (1.43), který v sobě zahrnuje vliv dělicího poměru d .

$$R = Z_0 \left(d + \frac{1}{d} \right) \quad (1.43)$$



Obrázek 31 - Návrh dělicího poměru Wilkinsonova děliče



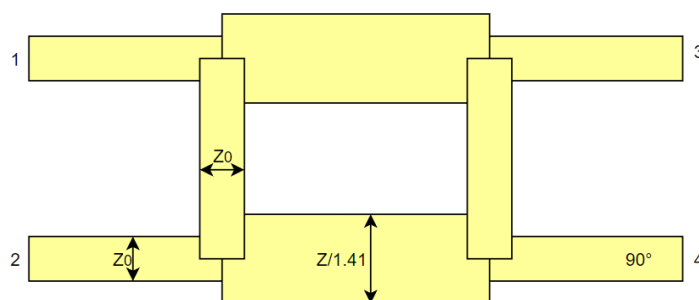
Obrázek 32 - Příklad Wilkinsonova děliče 1:2 v CST studiu

Dělicí poměry Wilkinsonova děliče větší než 1:3 už jsou pro planární prvky téměř nedosažitelné vzhledem k velkým impedančním poměrům jednotlivých ramen, a tudíž velkých rozdílů v jejich konstrukčních rozměrech (šířkách vodivých cest).

Dělič typu Branch-Line

Děliče typu Branch-Line patří mezi kvadraturní hybridní děliče, které na výstupu posouvají fázi mezi výstupními porty o 90° . Tyto děliče mají 4 porty, z nich jeden je vstupní, dva výstupní a jeden je izolovaný [1]. Tento typ děliče opět existuje ve variantě pro symetrické dělení výkonu a ve variantě pro nesymetrické dělení výkonu. Jelikož v praktické části práce tento typ děliče není využit, tak je teoretický popis tohoto děliče omezen pouze na symetrickou variantu.

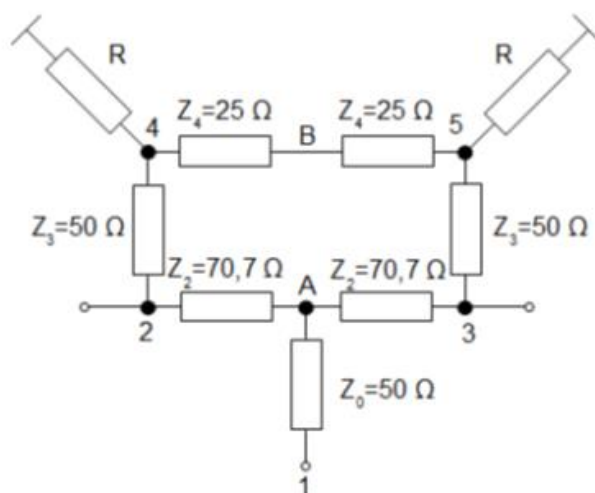
Upořádání symetrického děliče výkonu typu Branch-Line je na obrázku 33. Port 1 je vstupní, port 2 je izolovaný a zbylé dva porty jsou výstupní. Na výstupním portu 4 je již zmíněný posuv fáze o 90° proti výstupnímu portu 3. Impedance příčných ramen je totožná s charakteristickou impedancí Z_0 přírodních vedení, podélné větve tohoto děliče mají impedanci $Z = Z_0/\sqrt{2}$.



Obrázek 33 - Příklad děliče typu Branch-Line

Gyselův dělič výkonu

Gyselův dělič výkonu v porovnání s Wilkinsonovým děličem je určený pro aplikace s větším výkonovým zatížením, jelikož na rozdíl od Wilkinsonova děliče jeho izolační odpory neomezují použití vyššího kontinuálního výkonu, protože při správném návrhu děliče do nich vstupuje minimální část přenášeného výkonu, navíc umístění odporů umožňuje dobře odvádět velké teplo. Snese výkon v nižších jednotkách kW, proto je jeho využití možné i v aplikacích vysílačů. [10]



Obrázek 34 - Dělič výkonu Gysel [11]

Gyselův dělič výkonu, který je zachycen na obrázku 34 a má celkem 5 bran, z nichž je jedna brána použita jako vstupní (1), dvě jako výstupní (2 a 3) a zbylé dvě (4 a 5) jsou zakončené 50 ohmovou přizpůsobenou zátěží.

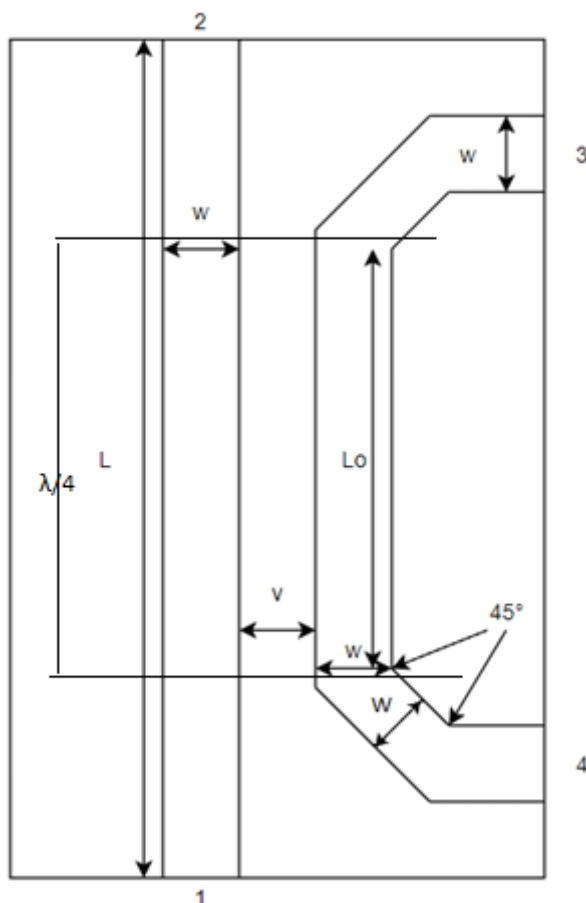
Odbočnice z vázaných mikropáskových vedení

Návrh odbočnice

Při návrhu odbočnice je nejdříve nutné nejprve definovat využití odbočnice a s tím související její parametry (typ směrovosti, požadovaný vazební útlum) a podle toho v návrhu postupovat. V této práci je odbočnice využita pro navázání synchronizačního signálu z kalibračního rozvodu do signálové trasy mezi přijímací anténu a přijímač. Tedy v přesně určený okamžik přejde kalibrační signál přes odbočnici do hlavního vedení.

Na obrázku 35 je naznačeno uspořádání takovéto odbočnice, mikropáskovým vedením mezi porty 1 a 2 prochází signál mezi anténními elementy a přijímačem. Mikropáskové vedení

vpravo mezi porty 3 a 4 je samotná směrová odbočnice. Při příjmu signálu z antény jde signál z portu 1 do portu 2, při vysílání naopak. Úkolem směrové odbočnice je přenést část signálu z kalibračního rozvodu (z portu 3) do hlavního vedení směrem k přijímači, tedy do portu 2. [8]



Obrázek 35 - První návrh odbočnice

Pro samotný návrh směrové odbočnice je nejprve nutné stanovit pracovní kmitočet a definovat požadovaný vazební útlum. Čím větší je vzdálenost mezi hlavním vedením a směrovou odbočnicí (V), tím vyšší je vazební útlum (dB). Délka vazby mezi odbočnicí a mikropáskovým vedením je $L_0 = \lambda/4$. Šířka vedení odbočnice při návrhu je stejná jako šířka vedení, tedy taková, aby odpovídala charakteristické impedanci vedení 50 ohmů. Pokud je potřeba navrhnout odbočnici na jinou impedanci, je nutné vypočítat šířku pásku odbočnice stejně jako při návrhu mikropáskového vedení v kapitole 1.1.

Šířky mezery mezi mikropásky V se určí z rovnice (1.44), která počítá se sudým a lichým videm. Do rovnice se dosazuje výška substrátu h , a poměr šířky mikropáskového vedení ku tloušťce substrátu $\frac{w_0}{h}$. [8]

$$V = h \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \left(\frac{\cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{w_0}{h}\right)_{se}\right) + \cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{w_0}{h}\right)_{so}\right) - 2}{\cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{w_0}{h}\right)_{so}\right) - \cosh\left(\frac{\pi}{2}\left(\frac{w_0}{h}\right)_{se}\right)} \right) \quad (1.44)$$

Poměr $\frac{w_0}{h}$ pro lichý a sudý vid se spočítá z rovnic (1.45) (1.46). [8]

$$\left(\frac{w_0}{h}\right)_{se} = \frac{2}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{2d - g + 1}{g + 1}\right) \quad (1.45)$$

$$\left(\frac{w_0}{h}\right)_{so} = \frac{2}{\pi} \cdot \cosh^{-1}\left(\frac{2d - g - 1}{g + 1}\right) + \left(\frac{4}{\pi \cdot \left(\frac{\epsilon_r}{2} + 1\right)}\right) \cdot \cosh\left(\frac{\frac{w_0}{h}}{\frac{s}{h}}\right) \quad (1.46)$$

Výpočet parametru g pro rovnice (1.45) a (1.46). [8]

$$g = \cosh\left(\frac{\pi \cdot s}{2 \cdot h}\right) \quad (1.47)$$

Výpočet parametru d pro rovnice (1.45) a (1.46). [8]

$$d = \cosh\left(\frac{\pi^2 \cdot s \cdot w_0}{2 \cdot h^2}\right) \quad (1.48)$$

Pro délku vazby pak platí: [8]

$$l = \frac{c}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.49)$$

Kde:

f – frekvence

c – rychlost světla

ϵ_e – efektivní dielektrická konstanta

Pro výpočet impedance přírodního vedení se obvykle používá vztah (1.50), který počítá s efektivní šířkou vedení w_f . [8]

$$Z_v = \frac{120\pi \cdot h}{w_f \cdot \sqrt{\epsilon_e}} \quad (1.50)$$

Výše uvedené vztahy slouží pro hrubý teoretický odhad dílčích rozměrů vedení. Pro optimalizace konstrukčních rozměrů před samotným zhotovením odbočnice bylo využito simulačního nástroje CTS MW Studio. Návrh simulačního modelu a jeho optimalizace jsou popsány v další kapitole této práce.

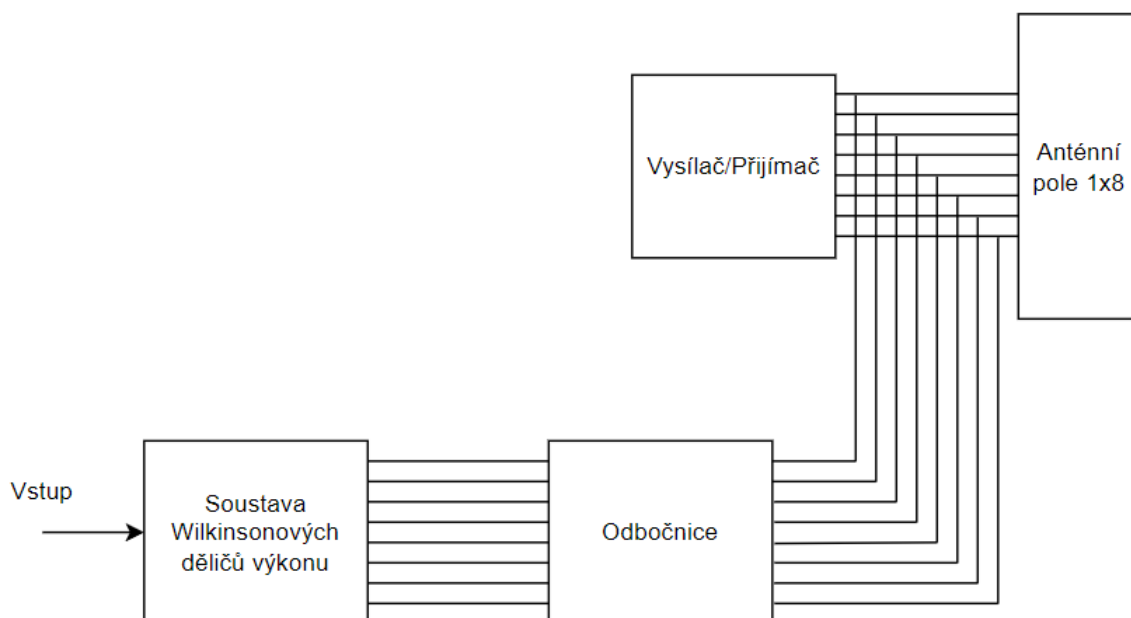
1.5 Integrované rozvody pro kalibrační signál

Jelikož anténní systém, který je v této práci navrhován bude využíván pro koherentní vícekanálový radarový systém na bázi softwarově definovaných rádií, je nutné pro správnou činnost tohoto zařízení kalibrovat časovou a fázovou synchronizaci jednotlivých kanálů.

Prvním možným způsobem provedení kalibrace je využití kalibrační antény umístěné do známé, přesně zaměřené, polohy ve vzdálené zóně přijímací antény. Tato kalibrační anténa v definovaném čase vysílá kalibrační signál, který dopadá na všechny kanály přijímacího anténního systému. Ze známého času vysílání se dá provést časová kalibrace systému. Ze znalosti přesného umístění kalibrační antény se dá definovat očekávaný fázový posuv dopadajícího signálu na jednotlivé přijímací kanály a z rozdílu mezi měřenou a očekávanou hodnotou se určí korekční koeficienty jednotlivých kanálů. Nevýhodou tohoto systému je nutnost využívat kalibrační anténu v relativně velké vzdálenosti os přijímacího radarového systému, tato anténa musí být buzena kalibračním signálem a musí být přesně zaměřena.

Druhým přístupem je vytvoření integrovaných rozvodů kalibračního vedení přímo na přijímací anténní řadě. Za použití děličů výkonu, fázových členů a odbočnic je vytvořeno kalibrační vedení do kterého je přiváděn v definovaných časových okamžicích kalibrační signál. Tento kalibrační signál je kalibračním rozvodem přiveden se stejnou amplitudou a stejnou fází na výstup osmi kanálového přijímacího anténního pole. Díky přesně definovanému času vysílání lze provést časovou synchronizaci přijímače a na základě změřených fázových rozdílů na jednotlivých kanálech přijímače provést výpočet korekčních koeficientů.

Výhoda integrovaných rozvodů kalibračního signálu spočívá v kompaktnosti konstrukčního provedení, vyšší přesnosti kalibrace, a lepší spolehlivosti.



Obrázek 36 - Blokové znázornění integrace kalibračního rozvodu

Na obrázku 36 je blokové znázornění integrace dílčích částí kalibračního rozvodu do osmi kanálové přijímací antény. Kalibrační signál na vstupu projde přes soustavu Wilkinsonových děličů výkonu a tím je rozdělen na daný počet signálových cest (podle velikosti anténní řady), s tím, že na všech výstupech této soustavy děličů musí mít signál stejné parametry (amplitudu, fázi). Přes stejný počet odbočnic je signál navázán na každé vedení z anténního pole 8x1. Tím se signál dostane na vstup přijímače. Jelikož odbočnice zajišťují, že kalibrační rozvod není přímo připojen k vedení, neovlivňuje funkčnost anténního systému.

2 Praktická část

Tato kapitola se zabývá praktickým návrhem Mikropáskového vedení, Směrové odbočnice, Wilkinsonova děliče výkonu, signálových kalibračních rozvodů a návrhu anténní řady popsaných v Teoretické části. Nejprve je navrženo a simulačně ověřeno samotné mikropáskové vedení s charakteristickou impedancí 50Ω . Poté je popsán a realizován praktický návrh směrové odbočnice. Pro konstrukci kalibračního rozvodu je navržen a optimalizován symetrický Wilkinsonův dělič výkonu. Jako vysílací prvek je navrhována a optimalizována anténní soustava 8 anténních řad o třech prvcích. Následuje popis sestavení celého anténního systému včetně integrace kalibračních signálových rozvodů. Na konci kapitoly je provedeno experimentální ověření měřením zhotoveného vzorku anténního systému.

2.1 Návrh mikropáskového vedení

Vedení je navrhováno na frekvenci 3,4 GHz. Jako nosný substrát byl pro veškeré navrhované obvody vybrán substrát Rogers 4350b, který je vhodný na návrh vysokofrekvenčních rozvodů a má konstantní parametry, což zajišťuje reprodukovatelnost výroby. Relativní permitivita tohoto substrátu je $\epsilon_r=3,66$. Tloušťka substrátu byla zvolena s ohledem na konstrukční pevnost 1,524 mm. Vedení je navrhováno na standardní charakteristickou impedancí 50Ω . Tloušťka mikropáskového vedení byla zvolena na základě běžných parametrů desek plošných spojů 35 μm .

Vlnovou délku pro signály na zvoleném nosném kmotočtu určíme ze vztahu (2.1). Konstanta c označuje rychlost světla a proměnná f je frekvence.

$$\lambda = c/f \text{ [m]} \quad (2.1)$$

Dosazením hodnot do rovnice (2.1) je určena vlnová délka v metrech.

$$\lambda = \frac{299\,792\,458}{3\,400\,000\,000} = 0,0882 \text{ [m]} \quad (2.2)$$

Délka vlny šířící se volným prostorem na frekvenci 3.4 GHz je 8.82 cm.

Nyní je potřeba zjistit jakou tloušťku W bude mít navrhovaný pásek, aby jeho charakteristická impedance byla 50Ω . Jsou možné dvě varianty výpočtu, které se liší předpokládaným poměrem šířky pásku vůči tloušťce substrátu – viz. kapitola 1.1. Buď

výpočet parametru A z rovnice (1.4) a následné dosazení do vztahu (1.6), případně druhá varianta je výpočtem parametru B z rovnice (1.5) a dosazením do vztahu (1.7). V postupu níže byla vybrána možnost nejprve vypočítat parametr B .

$$B = \frac{377\pi}{2 \cdot Z_0^2 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{377\pi}{2 \cdot 50^2 \sqrt{3,66}} = 6,1909 \quad (2.3)$$

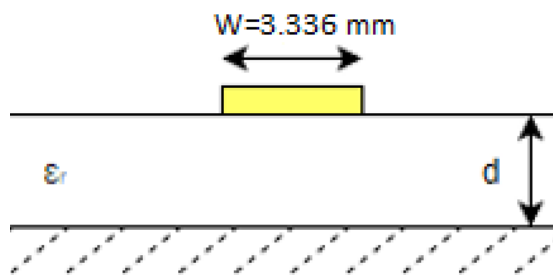
Výsledek $B = 6.1909$ je dosazen do rovnice (1.7).

$$\begin{aligned} \frac{W}{d} &= \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2 \cdot B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right] = \\ &= \frac{2}{\pi} \left[6,1909 - 1 - \ln(2 \cdot 6,1909 - 1) + \frac{3,66 - 1}{2 \cdot 3,66} \left[\ln(6,1909 - 1) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. 0,39 - \frac{0,61}{3,66} \right] \right] = 2,189 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Protože vyšel poměr $W/d = 2,189 > 2$, je možné použít tento vtaž.

$$W = W/d \cdot d = 2,189 \cdot 1,524 = 3,336 \text{ mm} \quad (2.5)$$

Vynásobením poměru W/d výškou substrátu d se dopočítá teoretická šířka mikropáskového vedení W .



Obrázek 37 - Vypočtená šířka mikropáskového vedení

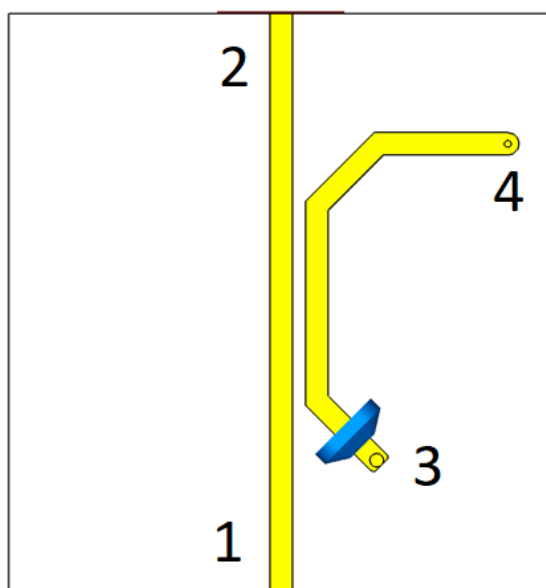
Výpočty výše byly čistě teoretické, přesnější je reálná realizace v CST studiu. V CST je možné také využít kalkulačky, která přímo slouží na návrh mikropáskového vedení. Proto po teoretickém výpočtu, byl navržen model mikropáskové vedení v CST studiu a následně byl simulován pro přesné určení šířky mikropáskového vedení W . V rámci modelu je zásadní vhodně nastavit velikost budícího portu pro simulaci, protože to má nezanedbatelný vliv na spočítanou charakteristickou impedanci. Obecně je podle manuálu doporučené dávat

velikost portů do stran a nahoru minimálně 5krát větší, než je tloušťka substrátu, v optimálním případě až 10krát.

Po úpravách a simulacích v CST studiu vyšla neoptimálnější šířka pásku W 3,32 mm.

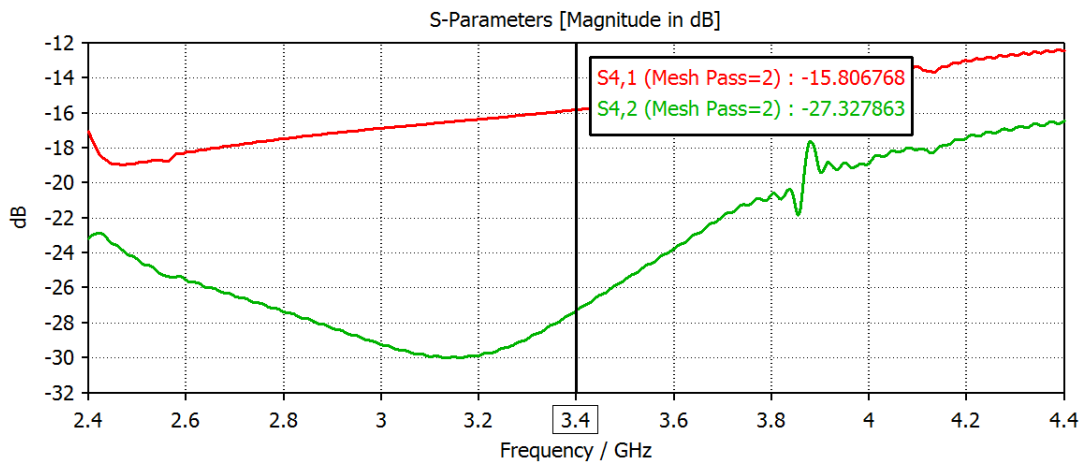
2.2 Návrh směrové odbočnice

Odbočnice je navržena na frekvenci 3,4 GHz s charakteristickou impedancí 50Ω . Požadavek na odbočnici je, aby měla tři aktivní porty, kde mezi porty 1 a 2 je průchozí vedení a z portu 4 je vazba alespoň 15 dB na port 1. Port 3 je zakončen přes charakteristickou impedancí 50Ω na zemní rovinu. Na portech 1 a 2 je vyžadován co nejnižší odraz S_{11} a co nejnižší vložný útlum S_{21} . Vzdálenost odbočnice od vedení byla navrhována krokovými simulacemi pro co nejpřesnější dosažení požadovaného útlumu 15 dB. Celková velikost odbočnice je limitována šířkou maximálně do 30 mm, jelikož každý anténní prvek má svou vlastní odbočnici, a tudíž více prostoru není k dispozici. Přívodní vedení odbočnice je zkoseno pod úhlem 45° pro potlačení nežádoucích interferencí mezi odbočnicí a přímým vedením.

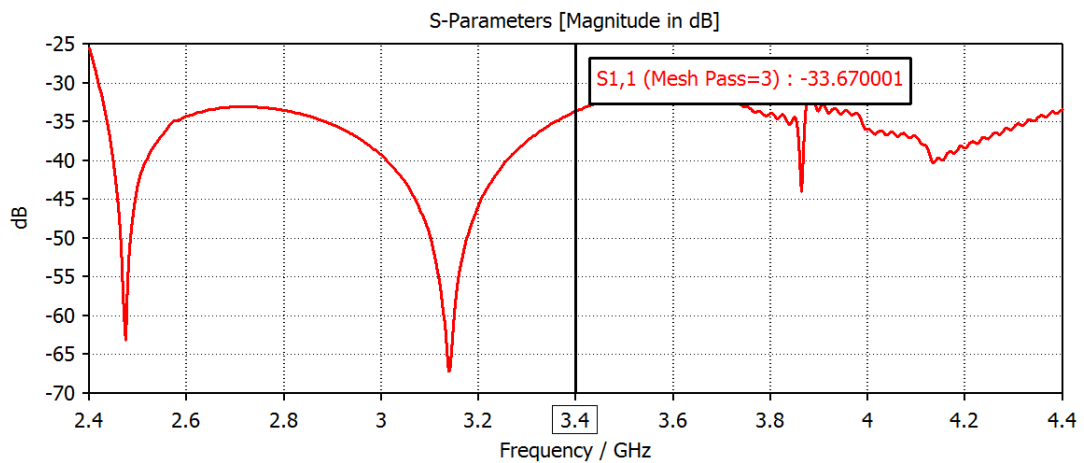


Obrázek 38 - Konečná podoba odbočnice

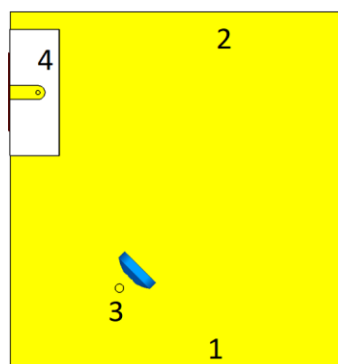
Na obrázku 38 je uvedena konečná podoba odbočnice s očíslovanými porty. Vzdálenost mezi mikropáskovým vedením byla nakonec stanovena na 2 mm, při této vzdálenosti se dosáhlo přenosu $S_{4,1}$ -15,8 dB na frekvenci 3,4 GHz. Průběh přenosu je vidět na grafu 39. Odraz od portu 1 S_{11} vyšel na -33,67 dB, což je dostatečná hodnota viz obrázek 40.



Obrázek 39 - Vazba na odbočnici mezi porty S41 a S42



Obrázek 40 - Odraz od portu 1



Obrázek 41 - Odbočnice zadní pohled

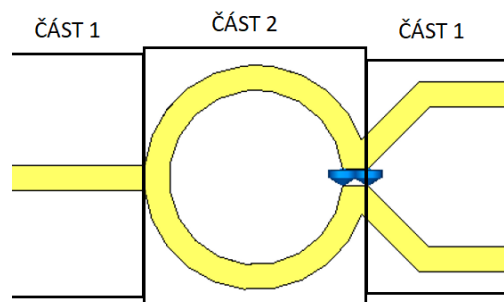
Odbočnice z druhé strany na obrázku 41 má vidět pouze uzemnění portu 3 na vodivou desku a poté prokov portu 4, který musí být vyveden na druhou stranu desky, jelikož rozvody pro kalibrační signál jsou na této druhé straně finální antény.

2.3 Návrh Wilkinsova děliče výkonu

Jelikož Wilkinsonovy děliče v této diplomové práci slouží pro soufázový a uniformní rozvod kalibračního signálu na 8 prvků anténního systému, je tedy nutné využít děliče se symetrickým dělením. Musí být také přizpůsobeny na charakteristickou impedanci signálových rozvodů 50Ω . Dělič je samozřejmě navrhován na frekvenci 3,4 GHz. Je také nutné zachovat co nejmenší rozměry děliče, aby se stejně jako v případě odbočnice vešel do celkové konstrukce.

Protože je dělič symetrický, není nutné složitěji konstruovat ramena s čtyřmi různými impedancemi. Stačí pomocí mikropáskového vedení vytvořit pouze dvě části.

První část jsou ramena, která jsou přizpůsobena na impedanci 50Ω , jak na vstupním portu, tak i na výstupních portech. Návrh ramen je identický s návrhem mikropáskového vedení, proto budou mít ramena Wilkinsova děliče výkonu stejnou teoretickou šířku pásku 3,336 mm. Všechny délky ramen musí být stejně dlouhé, aby fázový posuv mezi výstupními porty byl 0° .



Obrázek 42 - Rozdělení děliče na dvě návrhové části

Druhá část obsahuje návrh čtvrt vlnných ramen pro rozdělení výkonu. Dělič je možné navrhovat s různými tvary této části. V této práci je navržen kruhový, který je výhodný pro dělicí poměr 1:1 a dobře se vejde do celkových rozměrů signálových rozvodů. Na konci, kde se dělí kruh na ramena, kde je umístěný SMD odpor.

Pro návrh kruhové části je nutné nejprve vypočítat impedanci této části, pro dosažení správného dělicího poměru a impedančního přizpůsobení. Impedance se spočítá dosazením do vztahu (1.36).

$$Z = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,71061 \Omega \quad (2.6)$$

Z vypočtené impedance se spočítá šířka mikropáskového vedení stejně jako pro 50 Ω vedení. Tedy dosazením do rovnice (1.4) se nechá vypočítat parametr A, který vyjde 1,9738.

$$A = \frac{70,71}{60} \sqrt{\frac{3,66 + 1}{2}} + \frac{3,66 - 1}{3,66 + 1} \left(0,23 + \frac{0,11}{3,66} \right) = 1,9738 \quad (2.7)$$

Dosazením do rovnice (1.6) se vypočítá poměr W/d, který vyšel 1,1560.

$$\frac{W}{d} = \frac{8e^{1,9738}}{e^{2 \cdot 1,9738} - 2} = 1,1560 \quad (2.8)$$

$$W = Wd \cdot d = 1,1560 \cdot 1,524 = 1,7617 \text{ mm} \quad (2.9)$$

Celková šířka mikropásku pro impedanci 70,71 Ω tedy vyjde 1,7617 mm.

Jelikož je dělicí část kruhová, je možné pro výpočet délky vedení využít vztah pro výpočet obvodu kruhu. Poloměr r se rozdělí na poloměr x a šířku W_{70} následně pomocí úprav bylo vyjádřeno x. Za obvod o se dosadí délka $\lambda/2$. Je to z důvodu toho, že délka jednoho ramena (poloviny kruhu) musí být $\lambda/4$. Za tloušťku W_{70} se dosadí výsledek z rovnice (2.9).

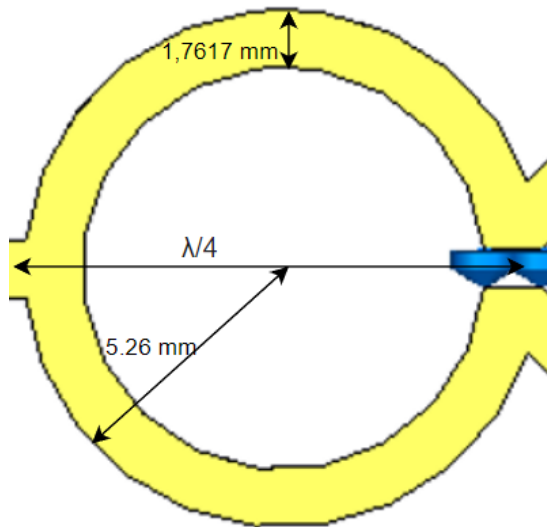
$$o = 2\pi \cdot r$$

$$o = 2\pi \cdot (x + W_{70})$$

$$o = 2\pi x + 2\pi W_{70}$$

$$x = \frac{o - 2\pi \cdot W_{70}}{2\pi} \quad (2.10)$$

$$x = \frac{44,1 - 2\pi \cdot 1,7617}{2\pi} = 5,26 \text{ mm}$$



Obrázek 43 - Rozměry dělicí části Wilkinsonova děliče

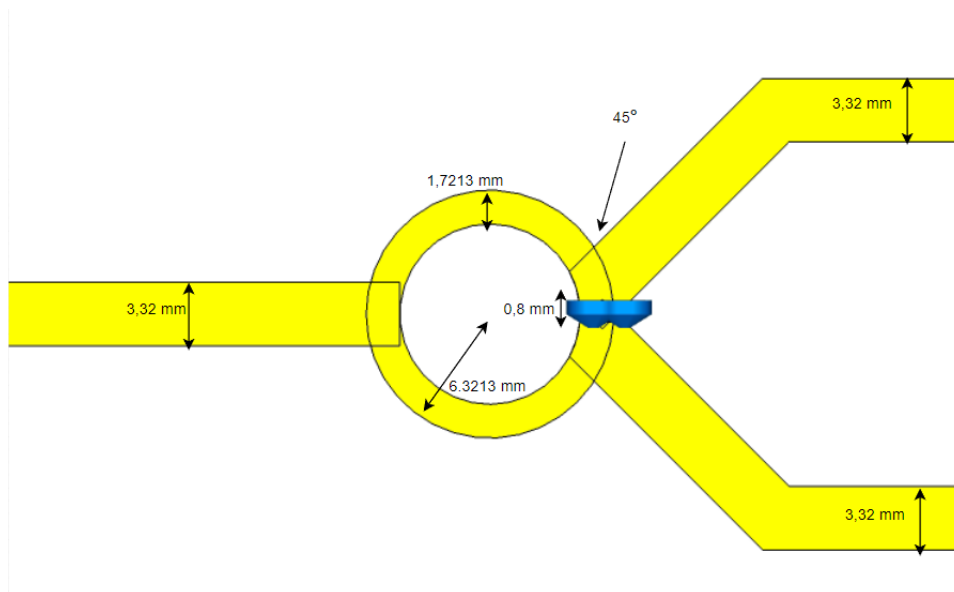
Na obrázku 43 je znázorněný simulační model střední kruhové části děliče výkonu s vypočítanou délkou poloměru.

Poslední hodnota, kterou je nutno spočítat, je izolační odpor mezi rameny děliče, který je dán vztahem (1.37). Dosazením získáme výsledek 100Ω .

$$R = 2 \cdot 50 = 100 \Omega \quad (2.11)$$

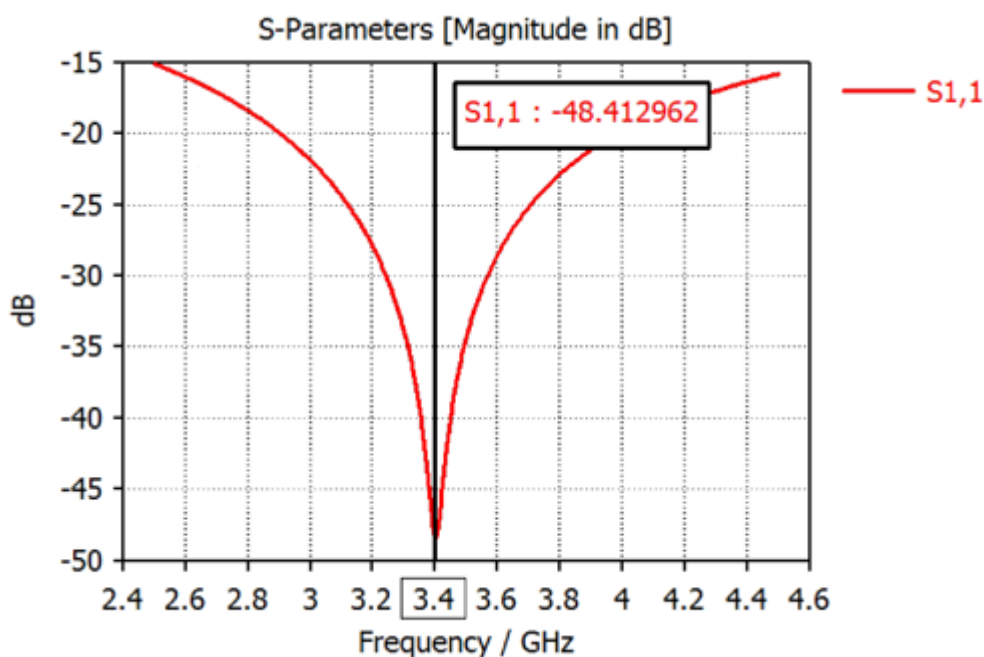
Vzdálenost mezery mezi porty, kam se umísťuje odpor se volí podle typů vyráběných SMD odporů a výsledků simulací.

Po vytvoření simulačního modelu na základě teoreticky vypočítaných rozměrů Wilkinsonova děliče výkonu v CST studiu byly parametry vhodně optimalizovány s cílem dosáhnout požadovaného symetrického dělení výkonu a dobrého impedančního přizpůsobení všech portů. Ideální tloušťka mikropáskového vedení se ustálila při charakteristické impedanci 50Ω na 3,32 mm. Pro dělicí část s impedancí $70,71 \Omega$ vyšla tloušťka po úpravách 1,7213 mm. Vnější poloměr kruhu dělicí části vyšel na 6,3213 mm. Sklon ramen vedoucích k výstupním portů byl zvolen 45° .

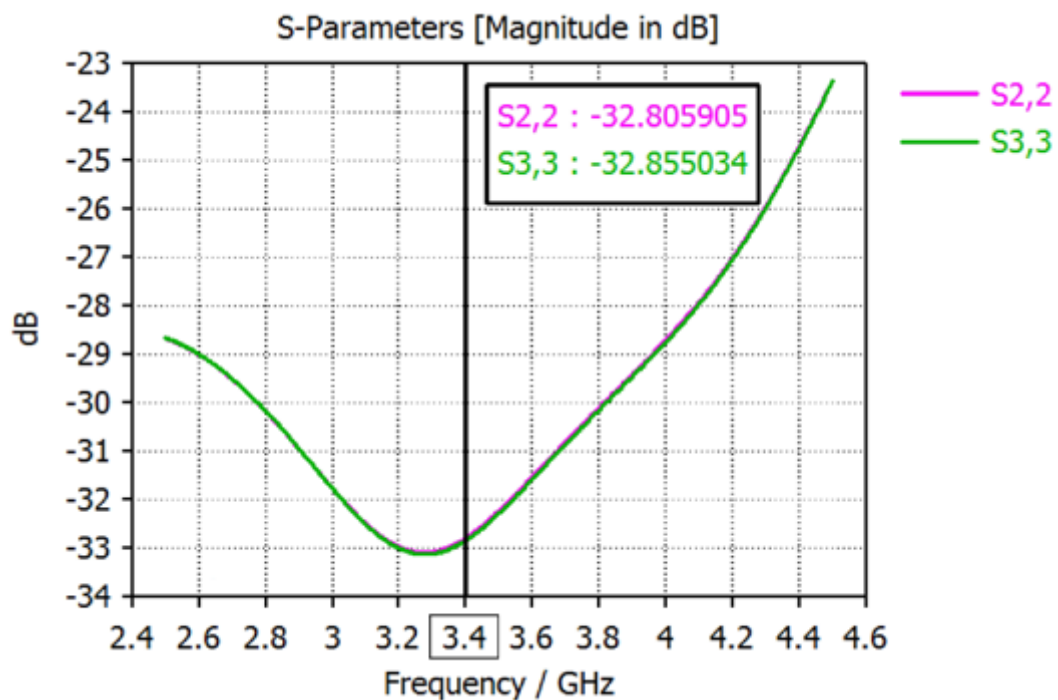


Obrázek 44 - Výsledné rozměry Wilkinsonova děliče po simulaci v CST

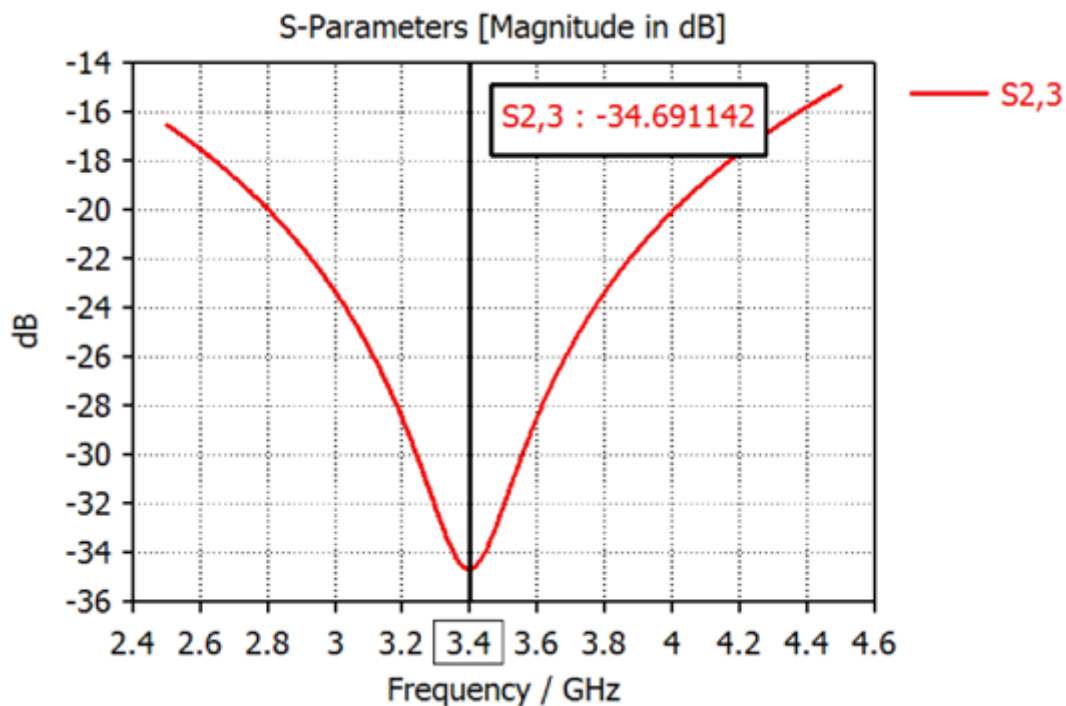
V případě děliče výkonu je žádoucí, aby odrazy výkonu od vstupních a výstupních portů byly co nejmenší. Z obrázku 45 je zřejmé, že tohoto cíle bylo plně dosaženo. Podařilo se dosáhnout hodnoty S_{11} -48,41 dB na frekvenci 3.4 GHz. Minimální odraz by měl být alespoň kolem -20 dB. Pro odrazy od portů výstupních S_{22} a S_{33} , by měly být S parametry také co nejnižší a v ideálním případě totožné. Na frekvenci 3.4 GHz podle obrázku 46 se podařilo dosáhnout útlumu na S_{22} -32,806 dB a pro port S_{33} -32,855 dB.



Obrázek 45 - S_{11} parametr pro Wilkinsonův dělič výkonu



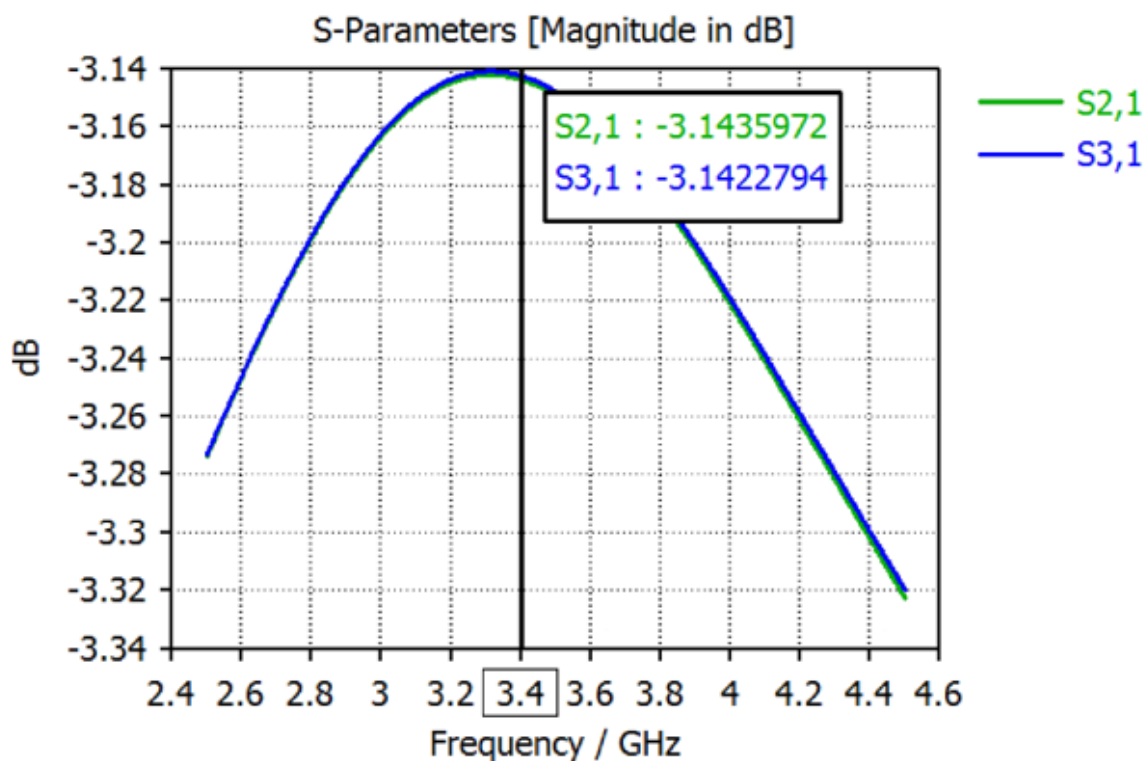
Obrázek 46 - S₂₂ a S₃₃ parametry pro Wilkinsonův dělič výkonu



Obrázek 47 - S₂₃ parametr pro Wilkinsonův dělič výkonu

Obrázek 47 popisuje vazbu mezi porty 2 a 3, cílem v tomto případě bylo, aby vazba byla co nejnižší. Podařilo se dosáhnout útlumu -34,691 dB. Na obrázku 48 je zobrazen dělicí poměr mezi porty, jelikož je dělič navrhován na rovnoměrný dělicí poměr 1:1, v optimálním

případě je pokles na každém portu o 3 dB. Podle obrázku níže je vidět pokles na S_{21} a S_{31} -3,144 dB a -3,142 dB na frekvenci 3.4 GHz. Je tedy zřejmé, že dělič je velice dobře navržen a drobné ztráty jsou způsobeny čistě vlastním vložným útlumem.

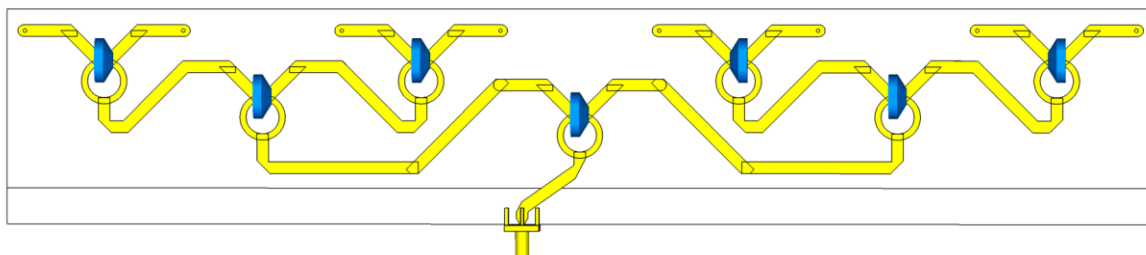


Obrázek 48 - S_{21} a S_{31} parametry pro Wilkinsonův dělič výkonu

Sít' Wilkinsonových děličů výkonu

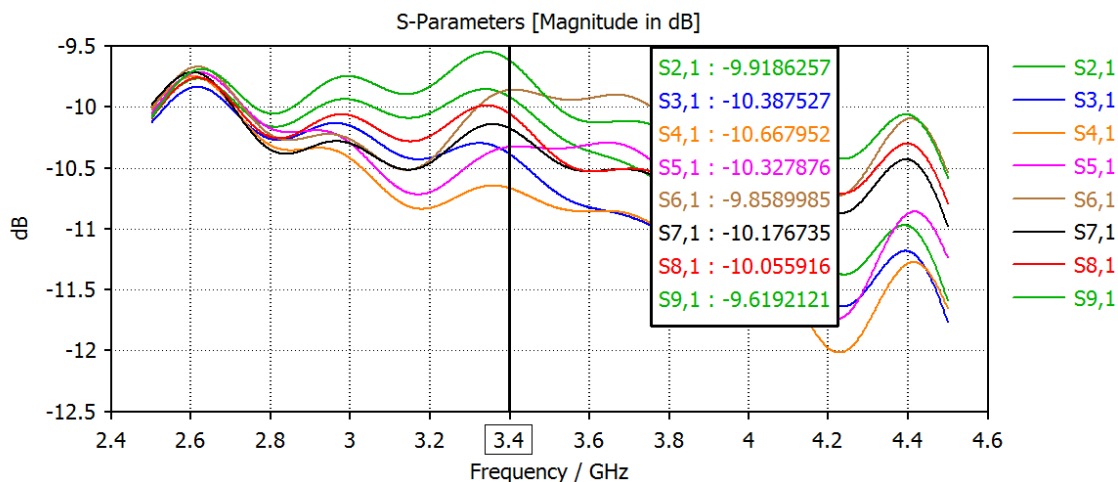
Po simulaci jednotlivého děliče bylo potřeba vytvořit jejich síť, která vytváří vlastní rozvod signálu pro každou odbočnici. Hlavní problém návrhu spočíval v tom, aby celá síť měla na výstupu stejnou fázi, kvůli jednodušší a správné kalibraci. Proto bylo nutné dodržet stejnou vzdálenost rozvodů vždy mezi dvěma děliči. Děličů pro 8 anténních prvků bylo potřeba celkem 7, aby vytvořili síť, do které je jeden vstup kalibračního signálu a 8 soufázových uniformních výstupů. Protože každý dělič je symetrický měl by mít vždy na obou jeho výstupech pokles výkonu o -3 dB. Pokles v předchozí kapitole vyšel pro každé rameno děliče -3,14 dB, kde 0,14 dB se dá počítat jako ztráta na vedení. Pokud je tedy vstupní port 1 a výstupních portů 8, signál přiváděný do vstupního portu musí projít k jednomu z výstupů přes 3 děliče výkonu. Proto tedy vychází, že na každém výstupním portu by měl být pokles signálu -9,42 dB, plus je nutné ještě přičíst další vložný útlum propojovacích mikropáskových vedení. Na obrázku 49 je vidět konečná verze návrhu

rozvodů signálu pomocí Wilkinsonových děličů výkonu. Napájení na vstupním portu je řešeno koaxiálním konektorem, tak jak je v realitě opravdu zhotoveno. Vedení od vstupního portu po první dělič výkonu je vyosené, jelikož na druhé straně kalibračních rozvodů je druhá, větší deska plošných spojů s anténními prvky a přívodním mikropáskovým vedením. Proto bylo potřeba tento konektor posunout, aby nevznikla kolize.



Obrázek 49 - Síť Wilkinsonových děličů výkonu

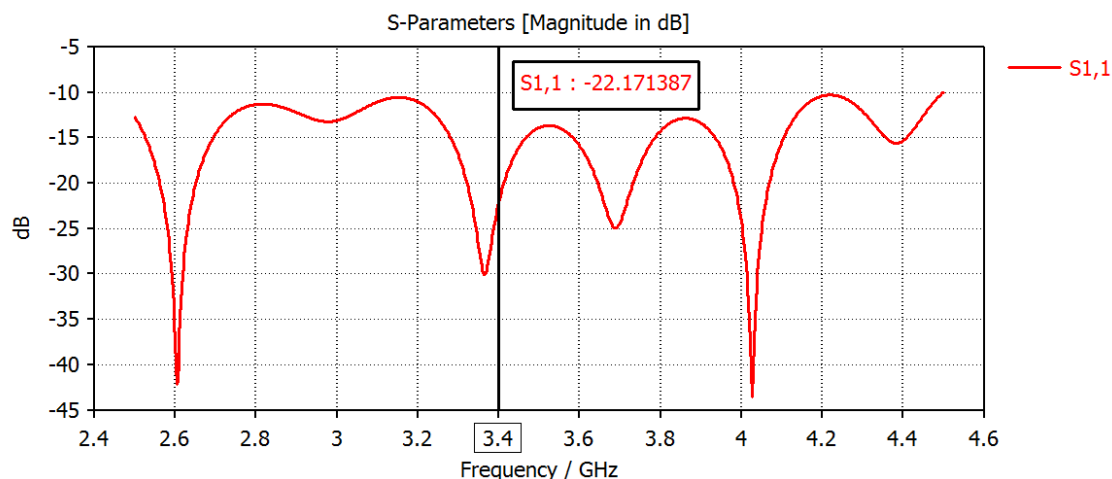
Na obrázku 50 níže je zobrazen výsledek přenosu signálu na výstupní port. Výsledek přenosu je na všech portech kolem -10 dB, což je o trochu více než odhad -9,42 dB. Je to dáno opět vzniklými ztrátami na přenosových cestách, děličích a zakřivení cest.



Obrázek 50 - Průběh přenosu signálu z portu 1 na výstupních 8 portů

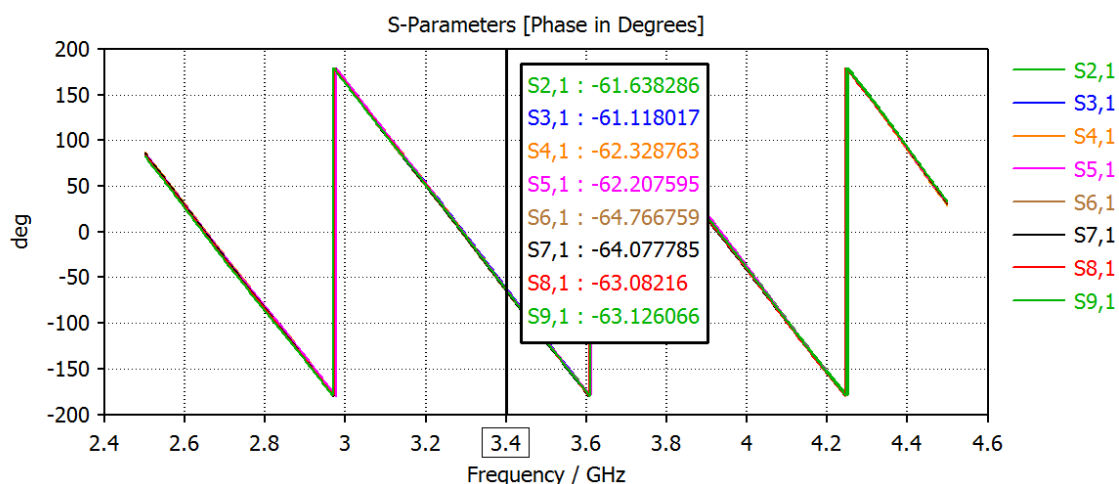
Z výsledků simulace impedančního přizpůsobení vstupního portu – viz Obr.51, je zřejmé, že signálový rozvod je na straně vstupního portu dobře impedančně přizpůsoben, protože velikost rozptylového parametru S_{11} je pod požadovanou úroveň -20 dB.

V neposlední řadě je nutné mezi všemi výstupy děličů zachovat stejnou vzdálenost a to 44,1 mm, což odpovídá středovým vzdálenostem mezi anténami, aby bylo možné napojit výstupy děličů na port 3 u odbočnice.



Obrázek 51 - Průběh odrazu pro port 1

Další důležitou, již zmíněnou, veličinou u kalibračních rozvodů, je průběh fáze signálu na jeho 8 výstupech. Na obrázku 52 je zobrazen simulovaný průběh fází na jednotlivých výstupech rozvodu. Je vidět, že posun fáze mezi všemi 8 výstupními porty je v rozmezí 3° , což je pro tuto aplikaci naprosto dostatečná hodnota.



Obrázek 52 - Sled fází na rozvodu děličů výkonu

2.4 Návrh antény

Anténa jako ostatní prvky je navrhována na frekvenci 3,4 GHz se stejným substrátem Rogers 4350b s dielektrickou konstantou 3,66. Tloušťka substrátu zůstává stejná 1,524 mm. Charakteristická impedance přívodního vedení je 50Ω .

Nejprve se navrhne jeden základní anténní prvek a poté, je možné vylepšovat jeho vlastnosti s využitím optimalizací v CST. Dosazením do rovnice (1.8) se vypočítá šířka patch antény W .

$$W = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,4 \cdot 10^9 \sqrt{\frac{3,66 + 1}{2}}} = 28,9 \text{ mm} \quad (2.12)$$

Z dosazené rovnice (2.12) vyšla šířka $W = 28,9$ mm. Pro výpočet délky je nutné zahrnout do rovnice i efektivní dielektrickou konstantu proto je nutné nejprve spočítat rovnicí (1.9), pomocí které se přepočítá dielektrická konstanta na efektivní dielektrickou konstantu.

$$\varepsilon_e = \frac{3,66 + 1}{2} + \frac{3,66 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \left(\frac{0,001524}{0,0289} \right)}} = 3,3709 \quad (2.13)$$

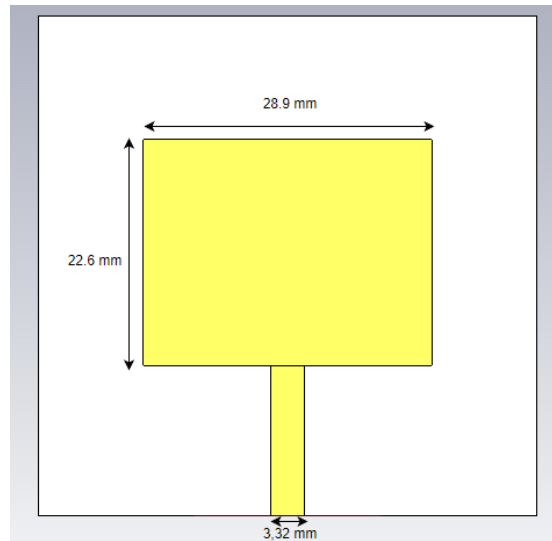
Z rovnice (2.13) vyjde výsledná efektivní dielektrická konstanta 3,3709. Poté je možné dosadit efektivní dielektrickou konstantu do vztahu (1.10).

$$\begin{aligned} \Delta L &= 0,001524 \cdot 0,412 \frac{(3,3709 + 0,3) \cdot \left(\frac{0,001524}{0,0289} \right) + 0,264}{(3,3709 - 0,258) \cdot \left(\frac{0,001524}{0,0289} \right) + 0,8} \\ &= 0,0007204 \end{aligned} \quad (2.14)$$

Z dosazeného vztahu (2.14) vyšla $\Delta L = 0,0007204$. Výsledná délka patch antény se spočítá dosazením ΔL a ε_e do rovnice (1.11).

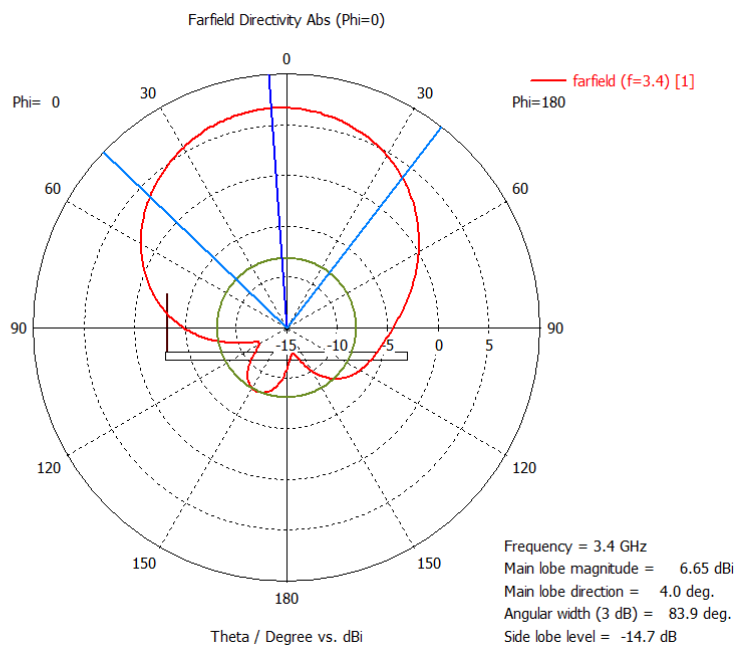
$$L = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,4 \cdot 10^9 \sqrt{3,3709}} - 2 \cdot 0,0007204 = 22,6 \text{ mm} \quad (2.15)$$

Výsledný rozměr patch antény jsou délka $L = 22,6$ mm a šířka $W = 28,9$ mm. Přičemž je nutné anténu ještě napájet. Anténa je napájena mikropáskovým vedením, jehož šířka vychází z charakteristické impedance 50Ω . Proto šířka vedení zůstává stejná jako v případě mikropáskového vedení a je 3,32 mm.



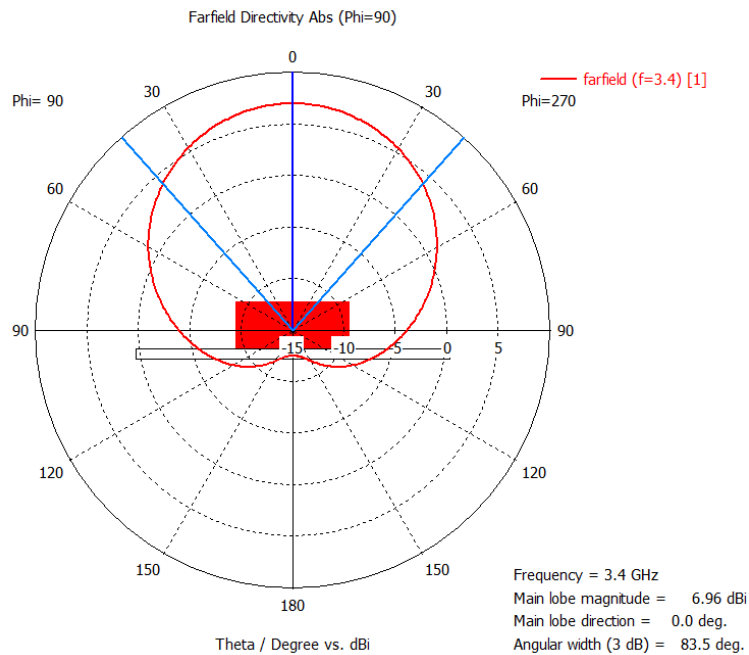
Obrázek 53 - Spočítané parametry patch antény

Po puštění simulace v CST je vidět z vyzářovacího diagramu antény, že má velmi široký vyzářovací svazek a není tak směrová, jak je potřeba. Její šířka hlavního laloku podle obrázku 54 na polovině výkonu je 83,9 stupňů. Ze znalostí antén je obecně známé, že takový jednoduchý patch má šířku hlavního laloku téměř 90°.



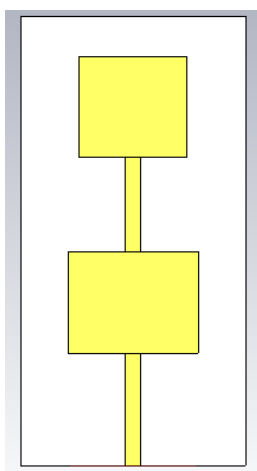
Obrázek 54 – Vyzářovací diagram patch antény s vertikální rovině v CST

Anténa je podle obrázku 54 mírně natočená o 4°, to je ovlivněno přívodem napájení pro anténu pomocí mikropáskového vedení. Na obrázku 55 je uveden vyzářovací diagram antény v horizontální polarizaci, který je symetrický.



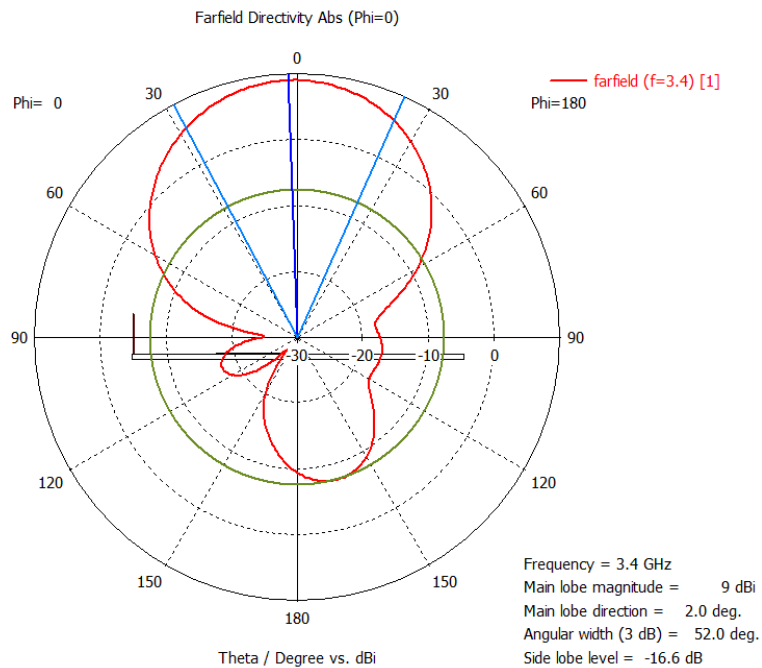
Obrázek 55 - Vyzařovací diagram patch antény s horizontální rovině v CST

Protože je vyzařovací svazek ve vertikálním směru velmi široký a je cílem svazek zúžit, tak je potřeba přidat další anténní prvek, díky kterému je možné celkovou charakteristiku mít užší. Další prvek je zařazen do série. Napájení dalšího prvku je dlouhé $\lambda/4$, což umožňuje impedanční přizpůsobení a minimalizuje ztráty. Délka anténního prvku zůstává stejná. Anténní řada s těmito úpravami je na obrázku 56.



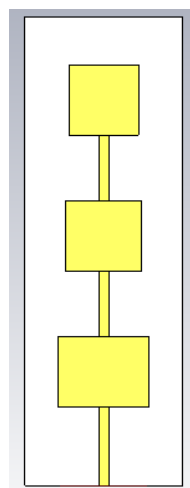
Obrázek 56 - Patch anténa s dvěma prvky

Při této úpravě je vidět z obrázku 57, že se anténa stala více směrovou a dosáhla šířky hlavního laloku 52 stupňů. Zlepšilo se na klonění svazku na 2° .



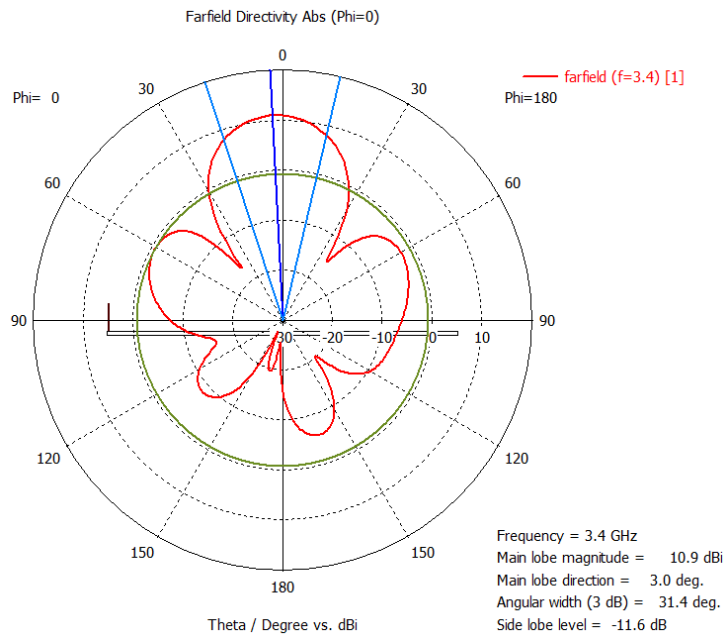
Obrázek 57 - Směrová vyzařovací charakteristika patch antény s dvěma prvky ve vertikální rovině

Pro ještě větší zúžení směrové charakteristiky je potřeba přidat třetí prvek na anténu. V neposlední řadě se tím dosáhne lepšího přizpůsobení portu 1. Na obrázku 58 je vidět další úprava přidáním třetího prvku do série. Napájený je stejně dlouhým $\lambda/4$ mikropáskovým vedením. Prvek je dlouhý opět jako předchozí dva.



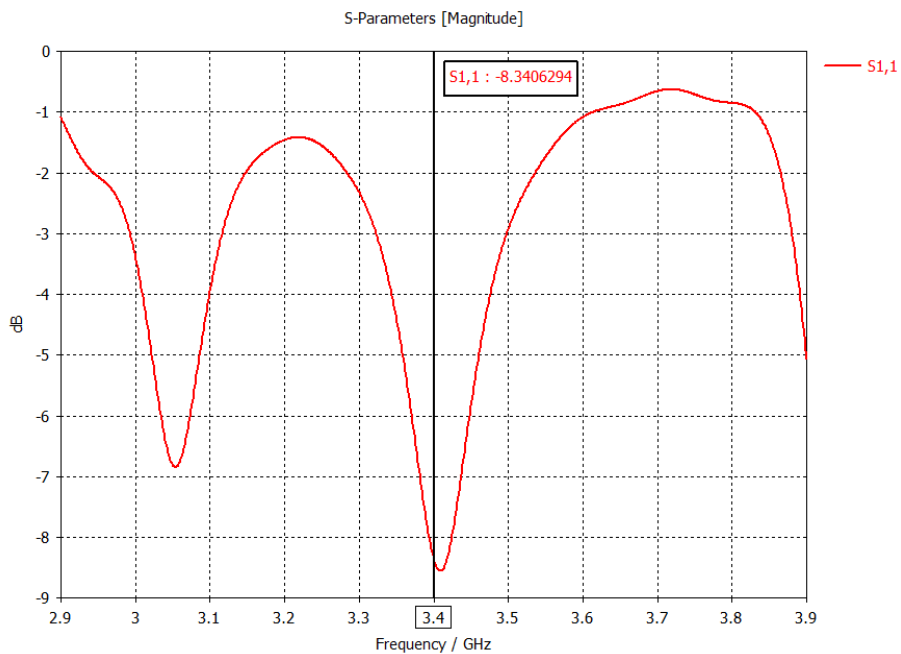
Obrázek 58 - Patch anténa se třemi prvky

Se třemi prvky už je dosaženo požadované směrovosti na $31,4^\circ$ podle obrázku 59. Vyzařovací charakteristika se naklonila na 3° .



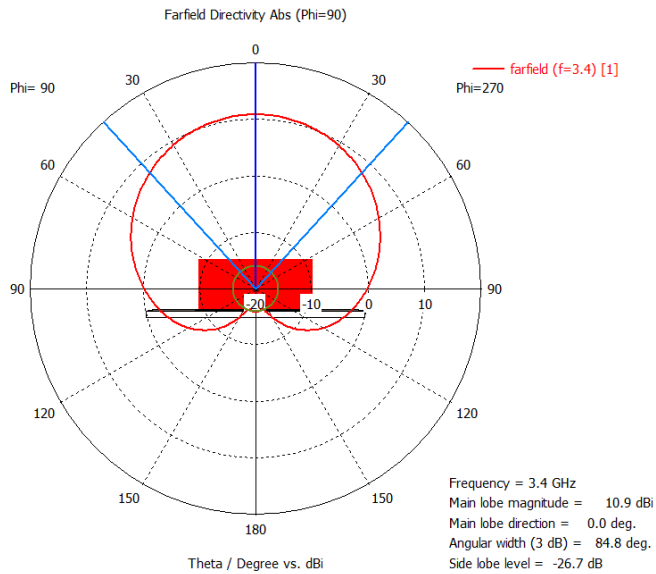
Obrázek 59 - Směrová vyzařovací charakteristika patch antény s dvěma prvky ve vertikální rovině

Bohužel S_{11} parametr odrazu od portu 1 se moc nezlepšil pouze na -8,34 dB. Proto je nutné udělat ještě další úpravy pro dosažení vyššího útlumu.



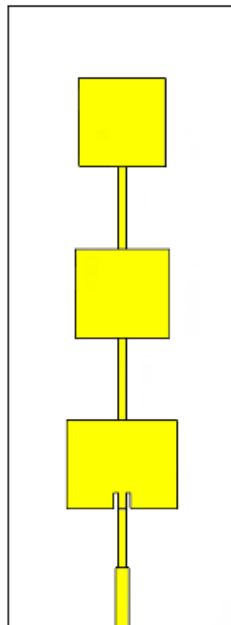
Obrázek 60 - S_{11} parametr pro patch anténu se třemi prvky

Na obrázku 61 je vidět, že pokud se přidají další prvky do série za sebe tak se vyzařovací směrová charakteristika v horizontální rovině změní jen velmi málo.



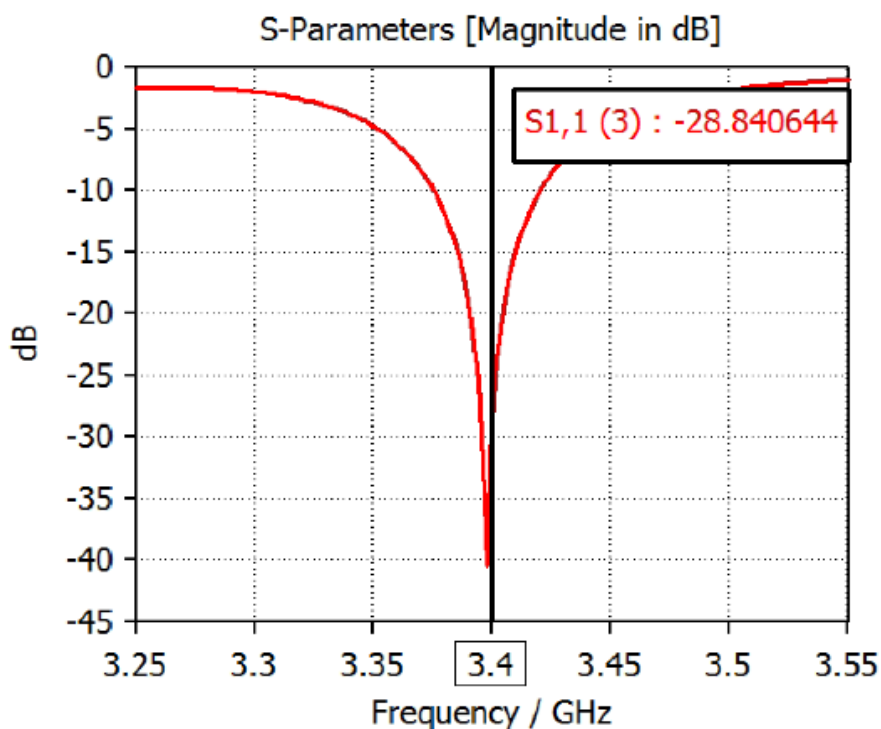
Obrázek 61 - Vyzářovací diagram patch antény s třemi prvky v horizontální rovině

Vzhledem k již dobrým směrovým vlastnostem, ale velmi špatnému impedančnímu přizpůsobení, je nutné udělat na anténní řadě úpravu pro zlepšení tohoto parametru. Úprava je provedena dvěma způsoby. První provedená modifikace je zářez do prvního patche v anténní řadě. Druhá využití transformačního vedení na vyšší impedanci pro napájení anténní řady.



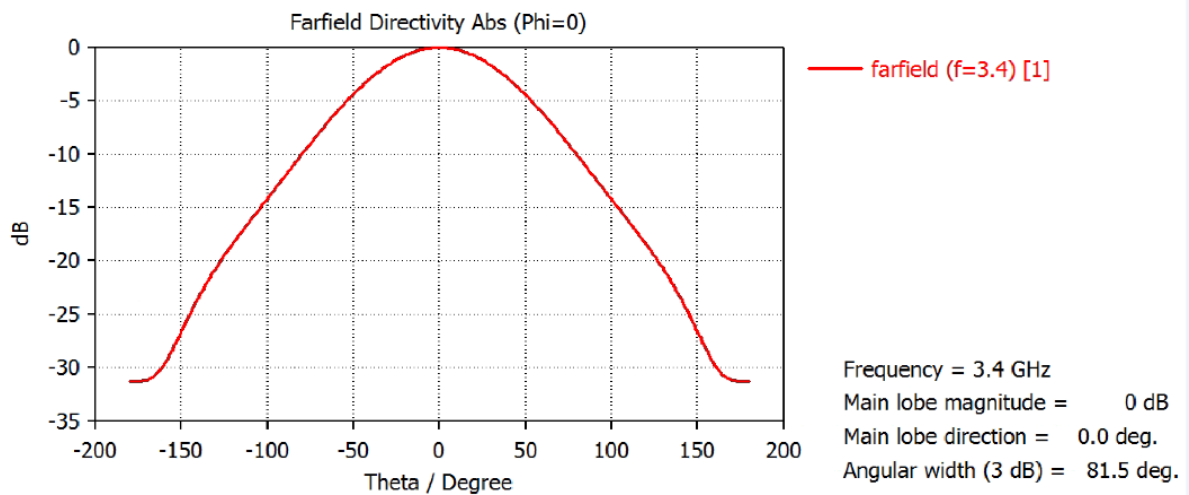
Obrázek 62 - Konečná podoba anténní řady

Výsledná anténní řada je uvedena na obrázku 62. Jedná se tedy o anténní řadu s třemi prvky napájenou do série mikropáskovým vedením. Napájecí vedení o impedanci 50Ω je transformováno na vedení o impedanci 70Ω , tím bylo docíleno zlepšení impedančního přizpůsobení (snížení S_{11}) na požadované frekvenci 3.4 GHz. Toto transformované vedení napájí první patch anténní prvek o rozměrech 28.9 mm šířky a 22.5 mm délky. V prvním patch anténním prvku je vytvořený zářez do hloubky 4 mm o šířce 1,2 mm, který také zlepšuje impedanční přizpůsobení pro zvolenou frekvenci 3.4 GHz. Zářez byl nastaven a upravován odhadem pro dosažení co nejnižší hodnoty rozptylového parametru S_{11} . Z prvního patche vede napájení do druhého patche o rozměrech 24 mm šířky a stejné délky jako předchozí. A konečně poslední patch anténní prvek má šířku 22 mm a opět stejnou délku jako oba předchozí patche. V rámci optimalizace návrhu anténní řady se podařilo dosáhnout parametru S_{11} na úrovni -28,84 dB. Na obrázku 63 je výsledný průběh S_{11} vyobrazen.



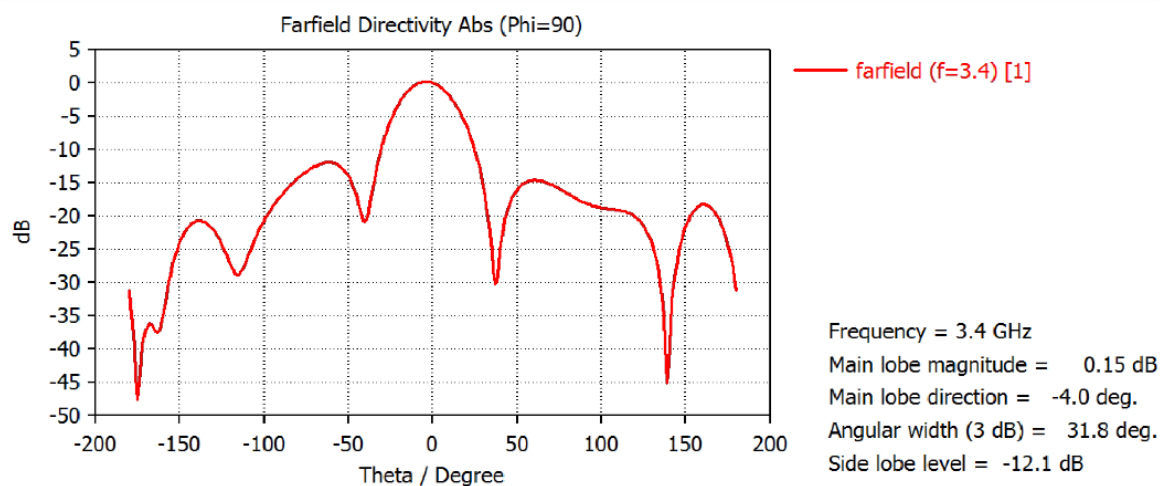
Obrázek 63 - S_{11} parametr pro finální patch anténní řadu

Podle simulace v CST Studiu na obrázku 64 je šířka hlavního svazku v horizontální rovině $81,5^\circ$.



Obrázek 64 – Řez horizontální rovinou anténní řady

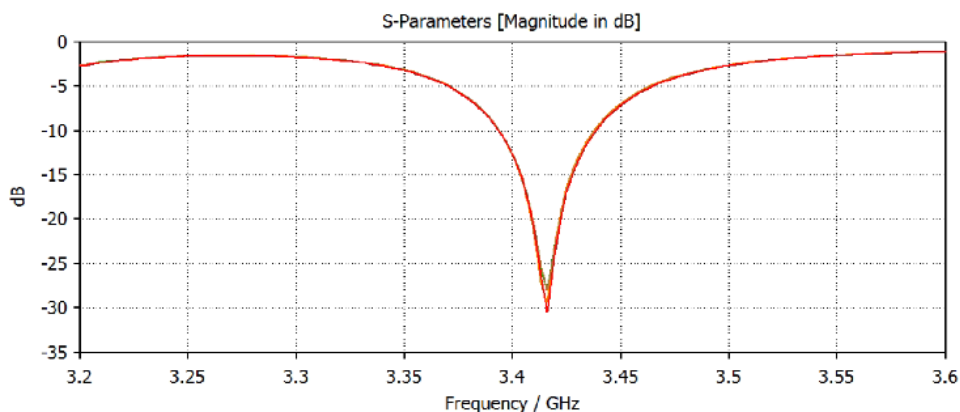
Ve vertikální rovině je šířka vyzařovacího svazku $31,8^\circ$ viz obrázek 64.



Obrázek 65 – Vertikální rovina anténní řady

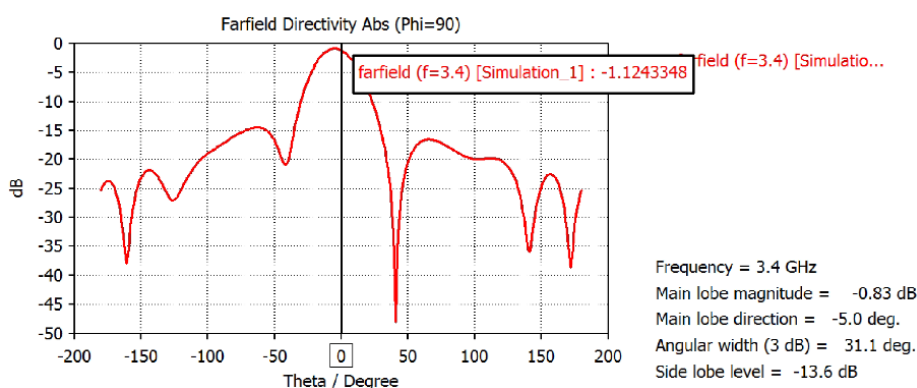
2.5 Návrh anténního pole

Z hotové jednoduché anténní řady byla vytvořeno anténní pole 8×1 . Středová vzdálenost mezi konektory antén byla volena na 44,1 mm. Celé anténní pole bylo dokola hraničeno zemnicí rovinou uzemněnou přes koaxiální konektory. Poté proběhla simulace v CST Studiu.

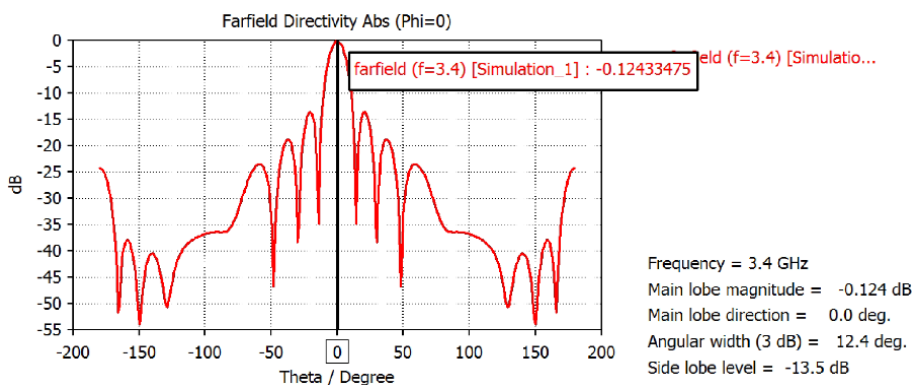


Obrázek 66 - Odrazy od vstupního portu anténního pole

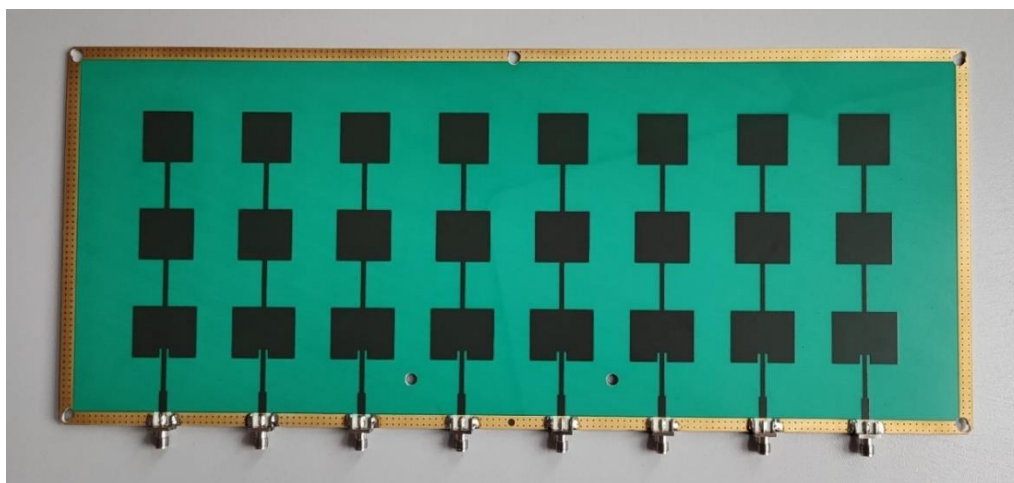
Na obrázku 66 jsou vidět průběhy odrazů od vstupních portů, které na frekvenci 3,4 GHz dosahují -13 dB, na frekvenci 3,41 GHz až -25 dB. Anténní pole v horizontální polarizaci na obrázku 67 se moc nezmění oproti samotné anténní řadě. Šířka hlavního vyzářovacího svazku dosahuje $31,1^\circ$.



Obrázek 67 – Vertikální rovina anténního pole



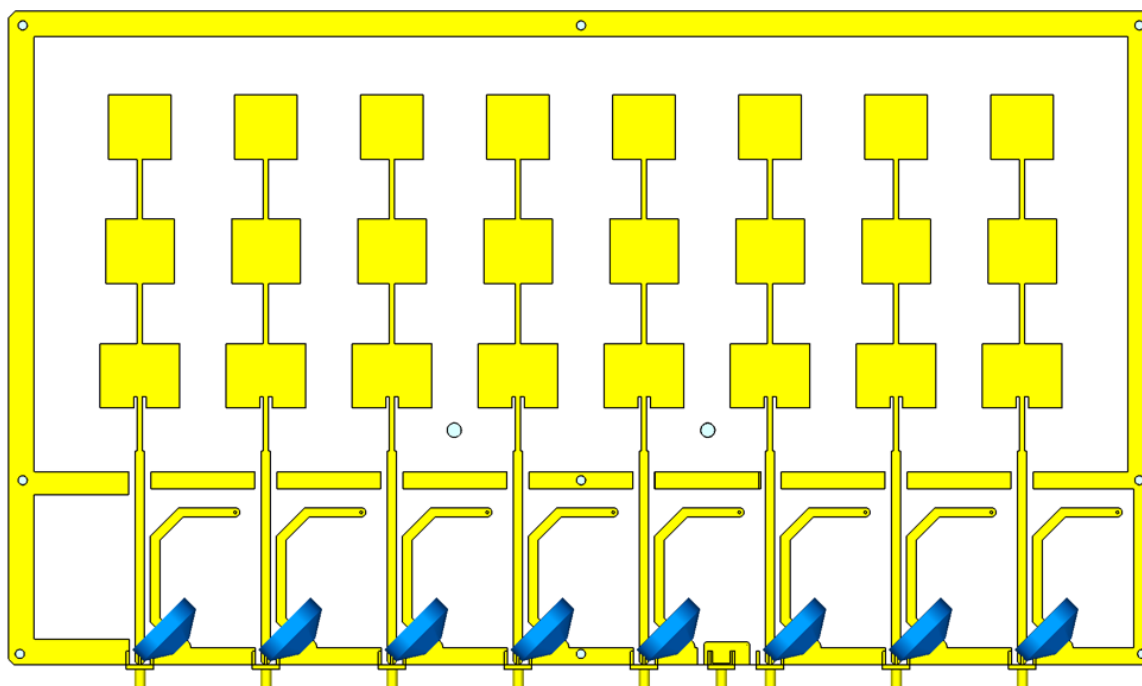
Obrázek 68 – Horizontální rovina anténního pole



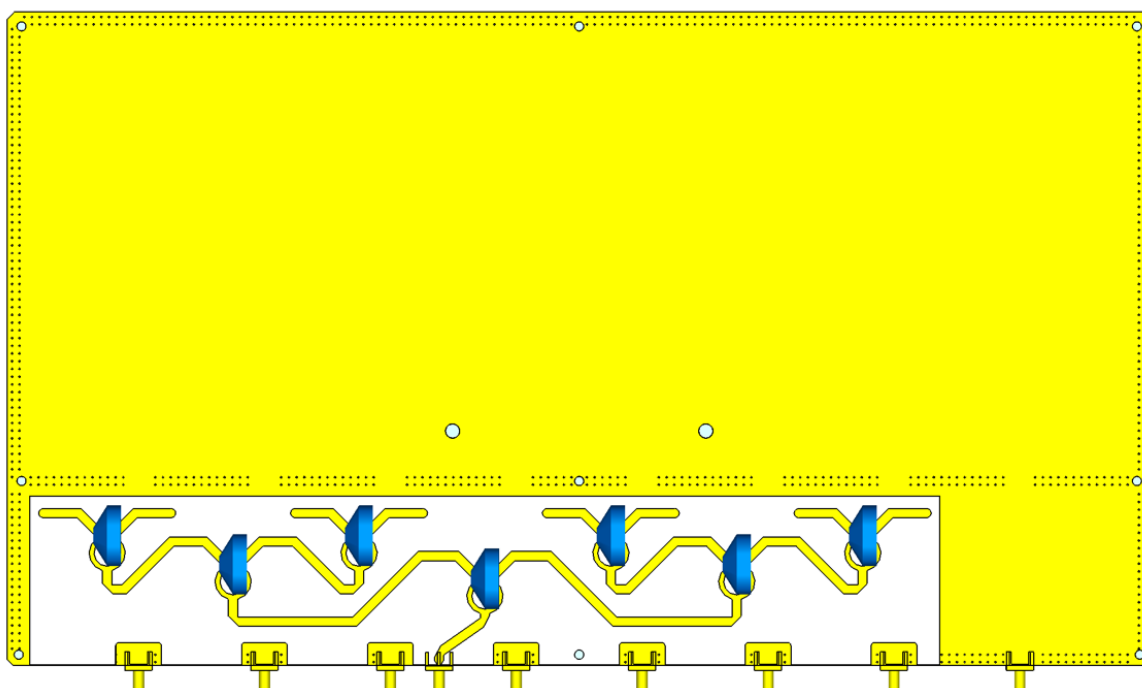
Obrázek 69 - finální anténní řada

2.6 Složení všech částí

Složení všech dílčích dílů vznikne celá anténní řada s integrovaným rozvodem pro kalibrační signál. Tedy každý anténní prvek má svou odbočnici, která má vývod pro kalibrační signál vedený prokovem na druhou stranu desky. Na druhou stranu desky je umístěn planární kalibrační signálový rozvod s Wilkinsonovými děliči výkonu osm výstupů tohoto rozvodu musí přesně sednout na osm vstupů odbočnic.

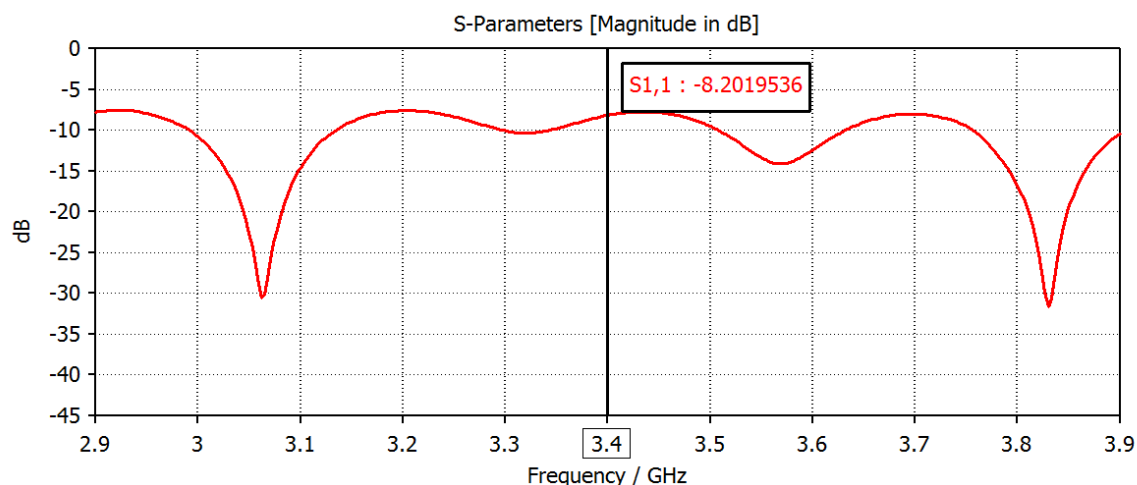


Obrázek 70 - Finální složení všech částí

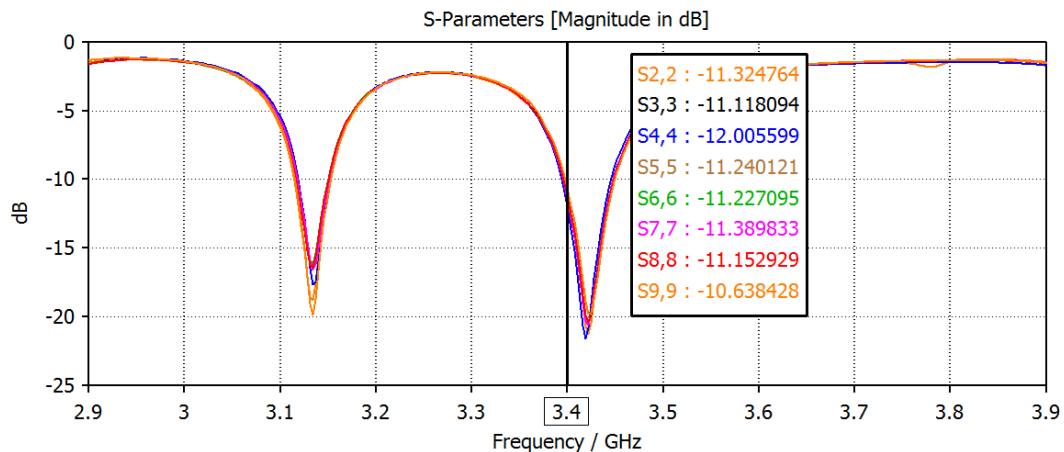


Obrázek 71 - Finální složení všech částí ze zadní strany

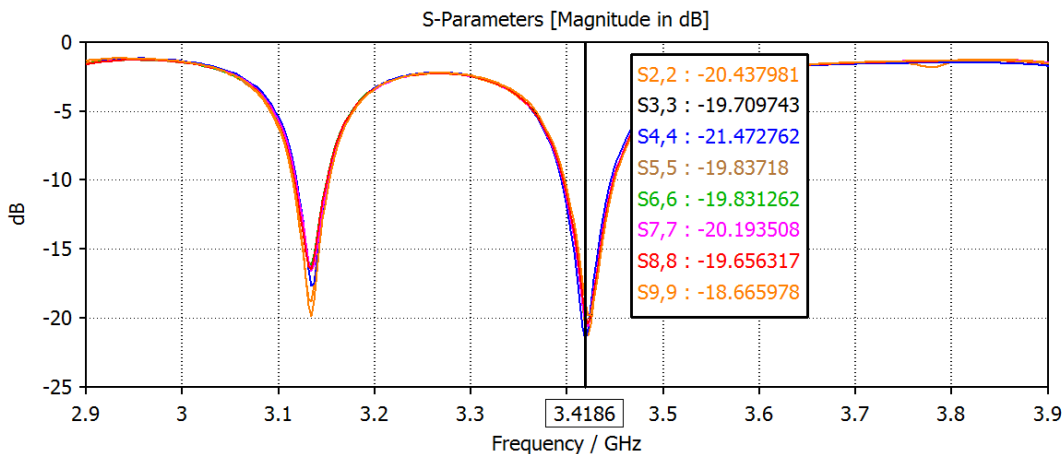
Na obrázku 70 je finální podoba přední části anténního systému s integrovanými směrovými odbočnicemi. Kolem celé anténní soustavy je zemní plocha, na kterou je uzemněn čtvrtý port všech odbočnic přes 50 ohmový odpor. Na obrázku 71 je anténní soustava ze zadní strany. Je zde velice dobře patrné umístění kalibračního signálového rozvodu tvořeného Wilkinsonovými děliči výkonu.



Obrázek 72 - Odraz od vstupu kalibračních rozvodů

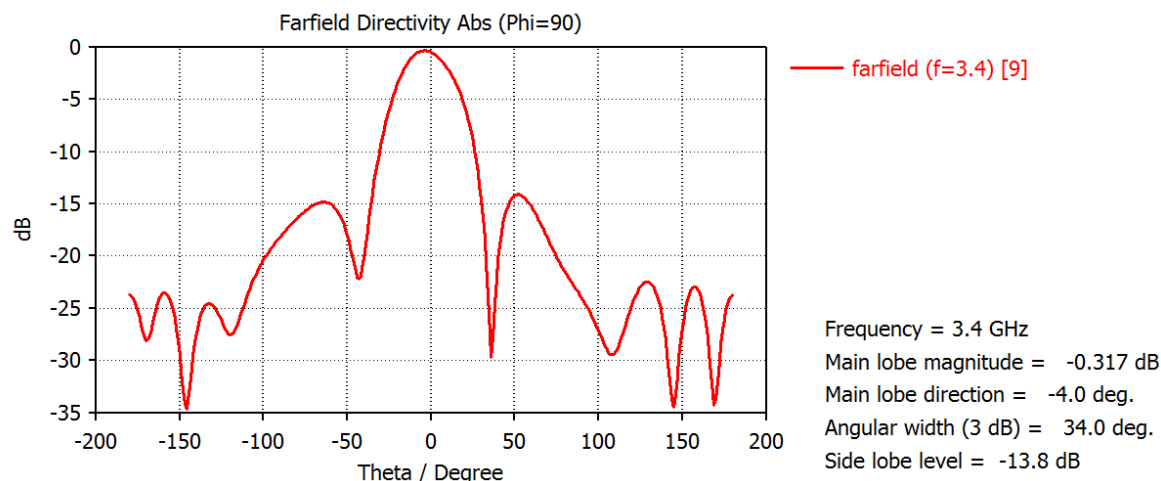


Obrázek 73 - Vstupní odrazy od jednotlivých antén na frekvenci 3.4 GHz

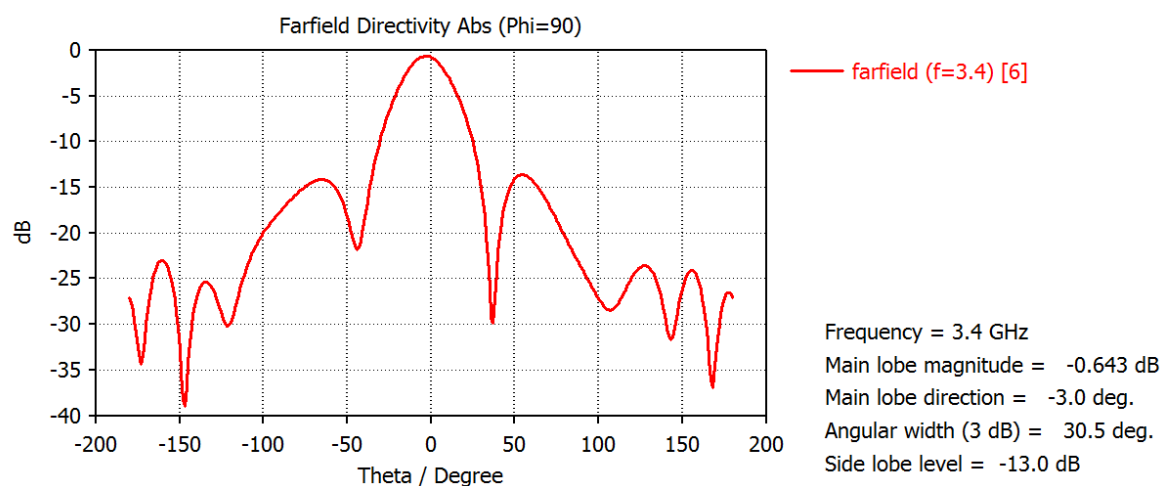


Obrázek 74 - Vstupní odrazy od jednotlivých antén na frekvenci 3.4186 GHz

Z obrázku 72 je patrné, že vstupní odraz na kalibračním vedení je relativně velký -8,2 dB. Toto zhoršení je pravděpodobně způsobeno změnou polohy přívodního mikropáskového vedení k prvnímu Wilkinsonovu děliči výkonu. Toto drobné vyosení polohy vstupního portu bylo zapříčiněno nutností umístění vstupního portu kalibračního vedení mezi výstupní porty anténního systému. Nicméně, vzhledem k tomu, že se jedná o kalibrační rozvod, kde je úroveň přiváděného signálu dostatečně velká, nemá toto lehce zhoršené impedanční přizpůsobení vliv na prováděnou kalibraci. Na obrázku 73 a 74 je dobře patrné dobré impedanční přizpůsobení dílčích anténních elementů, je zřejmý drobný frekvenční posuv o přibližně 18 MHz, nicméně na zájmovém centrálním kmitočtu 3,4 GHz je toto přizpůsobení stále naprosto dostatečné.

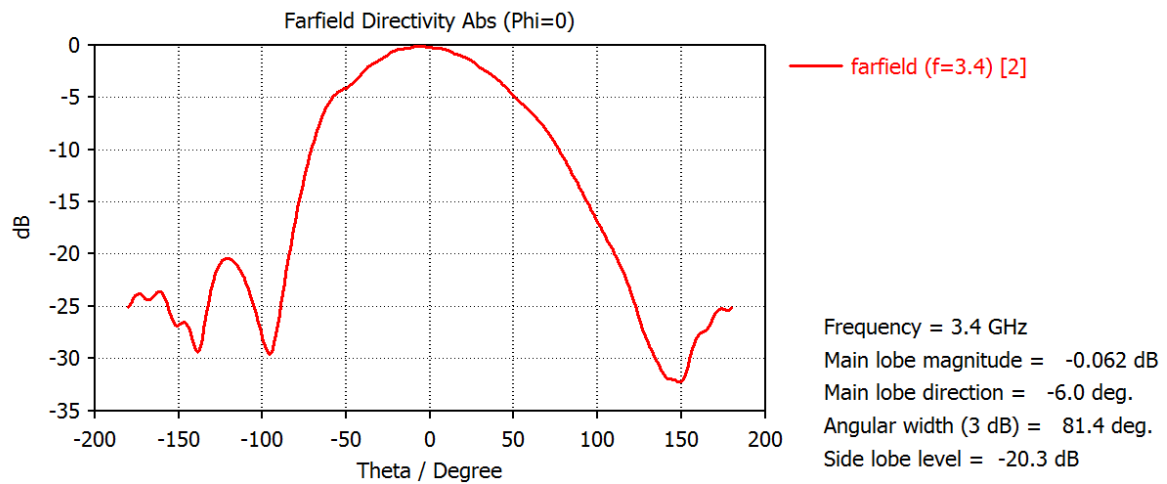


Obrázek 75 - Simulace vertikálního vyzářovacího diagramu krajního anténního prvku č. 1 v rámci celé anténní soustavy

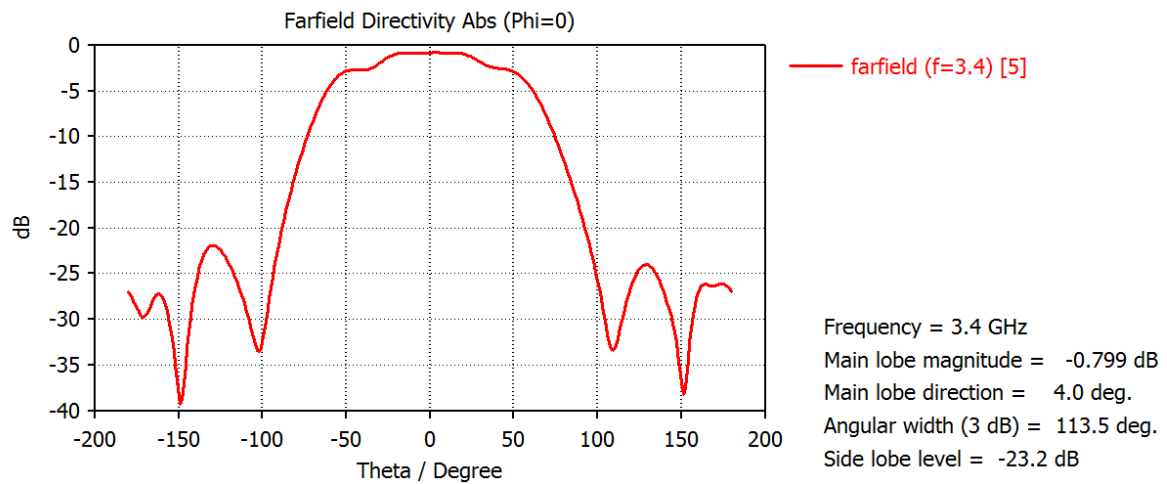


Obrázek 76 - Simulace vertikálního vyzářovacího diagramu středního anténního prvku č. 4 v rámci celé anténní soustavy

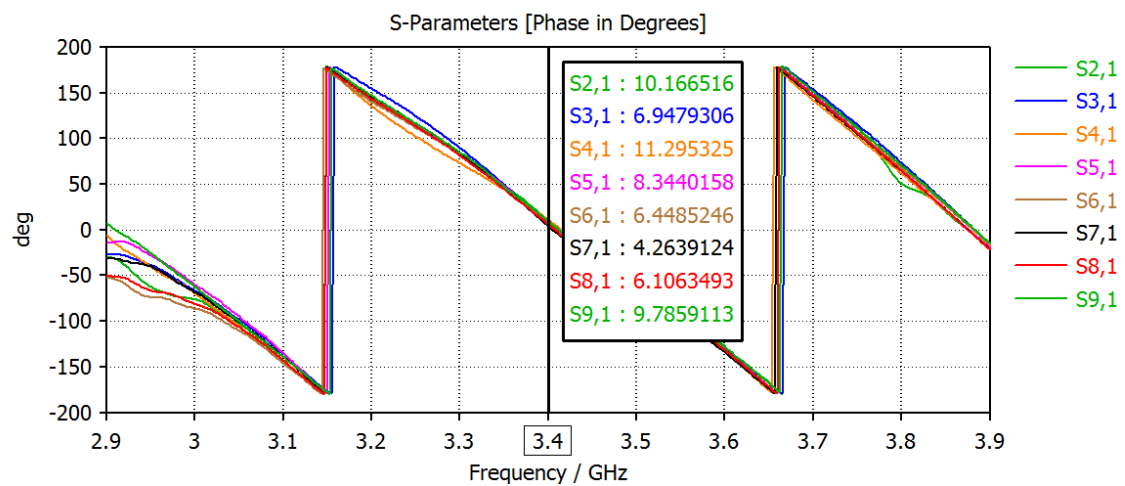
Porovnáním simulovaných vyzářovacích diagramů krajního a středního anténního prvku (sériově napájené tříprvkové anténní řady) ve vertikální rovině na obrázku 75 a 76 je patrné, že hlavní laloky obou prvků jsou mírně rozdílné o $3,5^\circ$, ale v zásadě je tento drobný rozdíl naprosto zanedbatelný. Porovnáním hlavních vyzářovacích anténních svazků v horizontální rovině podle obrázků 77 a 78 je zřejmé, že na anténním prvku č.1, je hlavní svazek užší než na anténním prvku č.4. Poslední anténní prvek č.8 má šířku hlavního vyzářovacího svazku opět užší – shodnou s anténním prvku č.1. Lze tedy konstatovat, že pro svazky v horizontální rovině platí, že směrem ke středu drobně roste šířka hlavního vyzářovacího svazku. Na obrázku (Obrázek 79) je vyobrazen fázový posuv na všech osmi výstupech anténního subsystému. Největší rozptyl fází je mezi výstupy 4 a 6, kde je rozdíl 6° . V porovnání se samotným kalibračním vedením je to o 3° více, tedy při složení celé soustavy došlo k mírnému zvýšení rozestupu fází, které je stále relativně zanedbatelné.



Obrázek 77 - Simulace horizontální vyzařovací charakteristiky celé soustavy na anténním prvku č.1



Obrázek 78 - Simulace horizontální vyzařovací charakteristiky celé soustavy na anténním prvku č.4



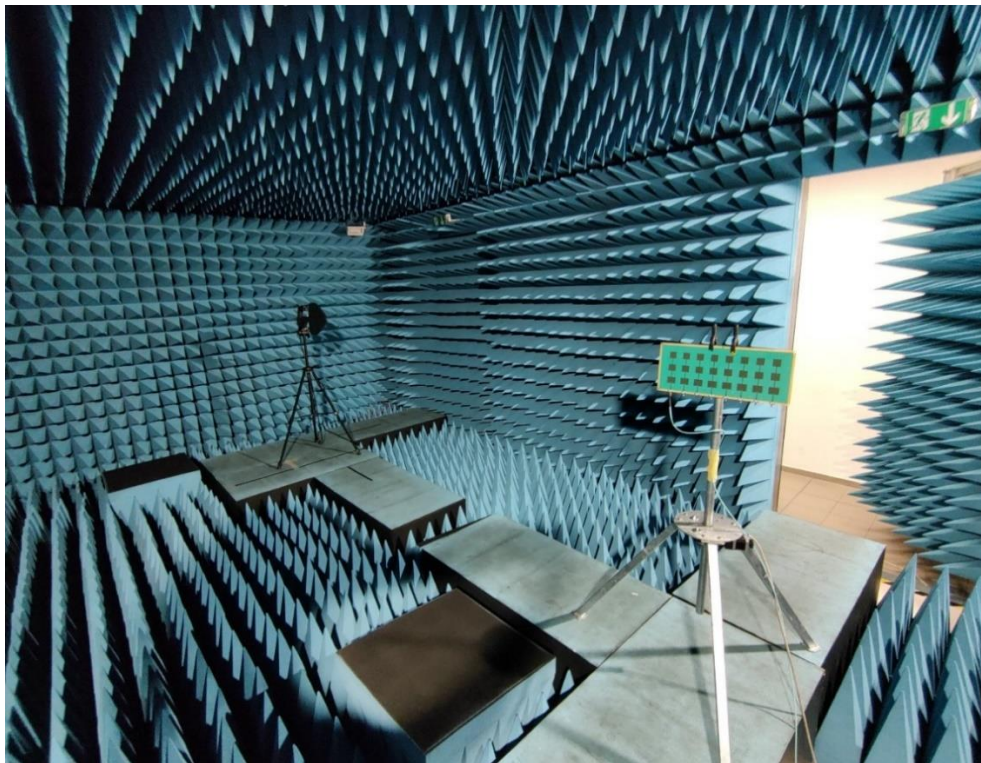
Obrázek 79 - Fázový posuv na kalibračních rozvodech celé soustavy

2.7 Měření antén a kalibračního rozvodu

Antény a kalibrační rozvod je nutné po jejich návrhu, simulaci a zhotovení experimentálně ověřit měřením. Měření probíhalo v bezodrazové komoře pro dosažení co nejpřesnějších výsledků. Na samostatných anténách se měřily nejprve vyzařovací charakteristiky antén a poté S_{11} parametry, které odpovídají impedančnímu přizpůsobení jednotlivých portů.

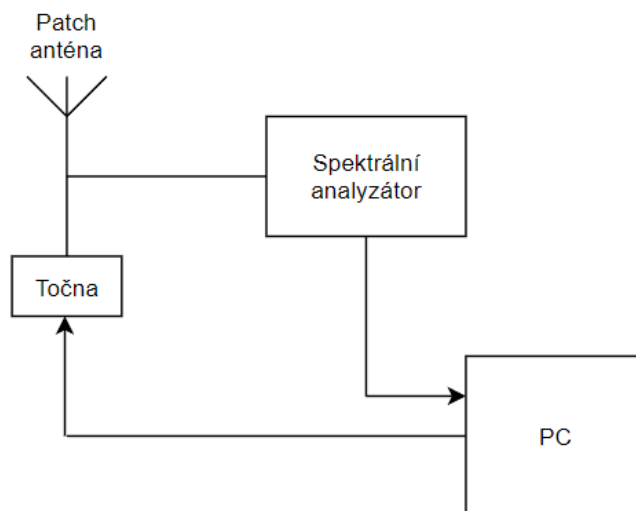
Měření vyzařovacích charakteristik antén

Antény byly měřeny jak ve vertikální, tak v horizontální rovině. Měření proběhlo tak, že se na jednu stranu bezodrazové komory připevnila vysílací směrová anténa a na stranu druhou měřené patch anténní pole. Vysílací anténa byla pevně fixována na stativu, naproti ní byla anténa přijímací (měřená) umístěná na stojanu s anténní točnou. Točna se elektronicky otáčela od 0 do 360°, tím bylo možné změřit celou anténní vyzařovací charakteristiku s relativně velkou přesností.



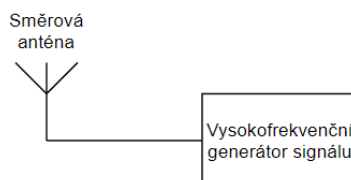
Obrázek 80 - Měření patch anténní řady ve vertikální polarizaci

Na obrázku 80 je vidět, jakým způsobem probíhalo měření v bezodrazové komoře. Napravo je umístěná anténní pole s osmi prvky ve vertikální polarizaci a naproti ní směrová anténa vysílací.



Obrázek 81 - Zapojení měřícího stanoviště na přijímací části

Zapojení měřícího stanoviště je na obrázku 81 a 82. Na přijímací straně počítač ovládal otáčení anténní točny a tím se otáčelo měřené anténní pole. Signál dopadající na anténu byl zaznamenán spektrálním analyzátozem, přes který se do počítače ukládaly naměřená data. Na vysílací straně vysokofrekvenční generátor signálu generoval měřicí signál, který byl přiváděn na měřicí směrovou anténu.



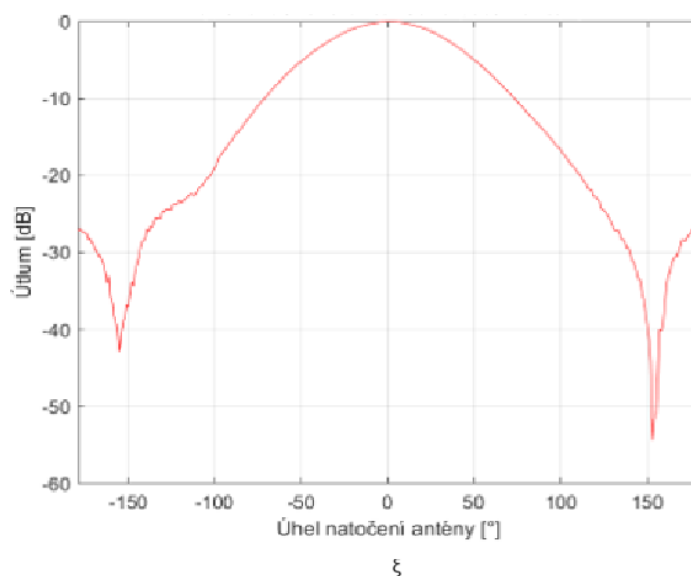
Obrázek 82 - Zapojení měřícího stanoviště na vysílací části

Přístroj	Typ
Spektrální analyzátor	R&S FSW
Točna	-
Směrová anténa	R&S HE300
PC	Dell
Vysokofrekvenční generátor signálu	R&S SMB 100A
Navrhovaná anténa	-

Tabulka 2 – Seznam použitých přístrojů

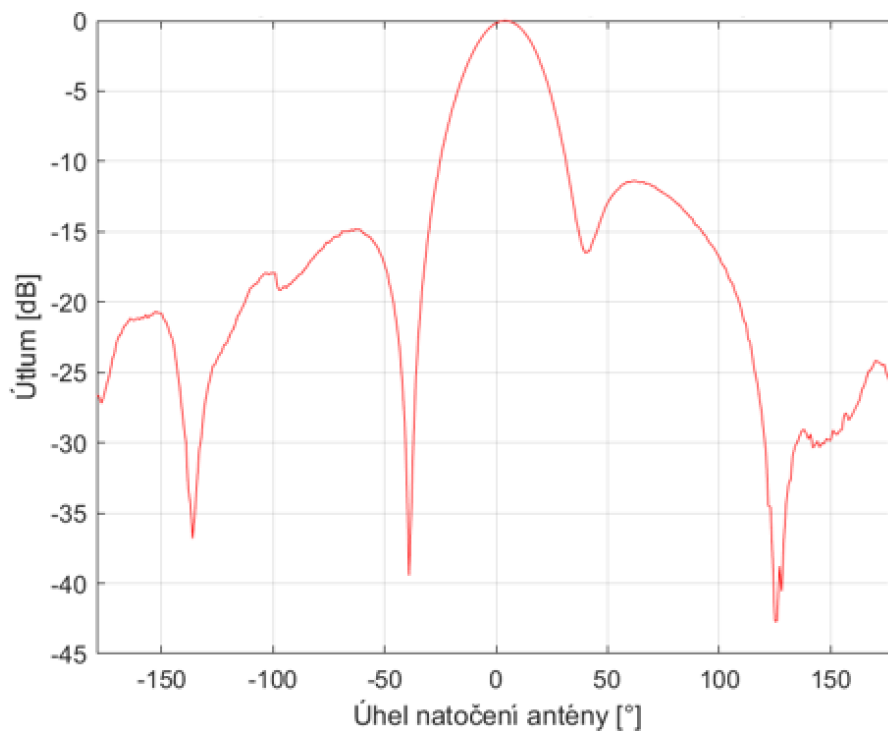
Měření probíhalo tak, že se umístila aktuálně měřená anténa na točnu v definované orientaci. Stejná orientace (polarizace) se musela nastavit na vysílací straně na směrové anténě. Na začátku měření se nastavila frekvence 3,4 GHz na vysokofrekvenčním generátoru signálu. Prostřednictvím testovací antény byla ozařována anténa přijímací, kterou bylo zároveň otáčeno o 360°. S krokem 1° otáčení byla změřena a zaznamenána hodnota výkonu signálu na výstupu měřené antény. Z těchto hodnot byl následně vytvořen graf, který reprezentuje vyzařovací charakteristiku antény. Měřily se dvě antény na dvou řezech (vertikální a horizontální vyzařovací diagram). První měřená anténa byla pouze jednoduchá tříprvková patch anténní řada. Druhou měřenou anténou bylo vlastní osmi kanálové anténní pole složené z osmi tříprvkových patch anténních řad.

Na obrázku 83 je uvedena naměřená vyzařovací charakteristika samostatné patch anténní řady v horizontální rovině. Po odečtení 3dB šířky hlavního svazku vychází jeho velikost na 75°. Což relativně dobře koresponduje s očekávanou hodnotou kolem 80°. Též průběh vyzařovacího diagramu v horizontální rovině odpovídá očekávanému tvaru.

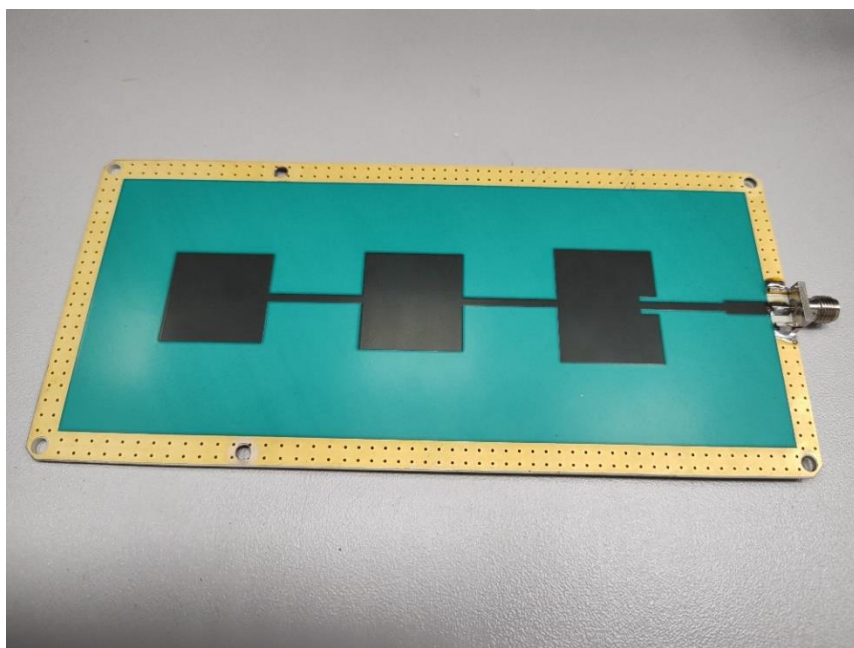


Obrázek 83 - Vyzařovací charakteristika patch antény v horizontální rovině

Vyzařovací anténní charakteristika při natočení patch antény do vertikální roviny je na obrázku 84. Patch anténní řada se skládá z celkem tří sériově napájených patch anténních elementů, tento počet se promítl do zúžení hlavního anténního svazku ve vertikální rovině. Na obrázku 85 je znázorněná měřená tříprvková sériově napájená patch anténní řada. Při bližším pohledu je vidět na změřené vyzařovací charakteristice drobný posuv osy maxima hlavního svazku o již předtím v návrhu zmíněné 3°.



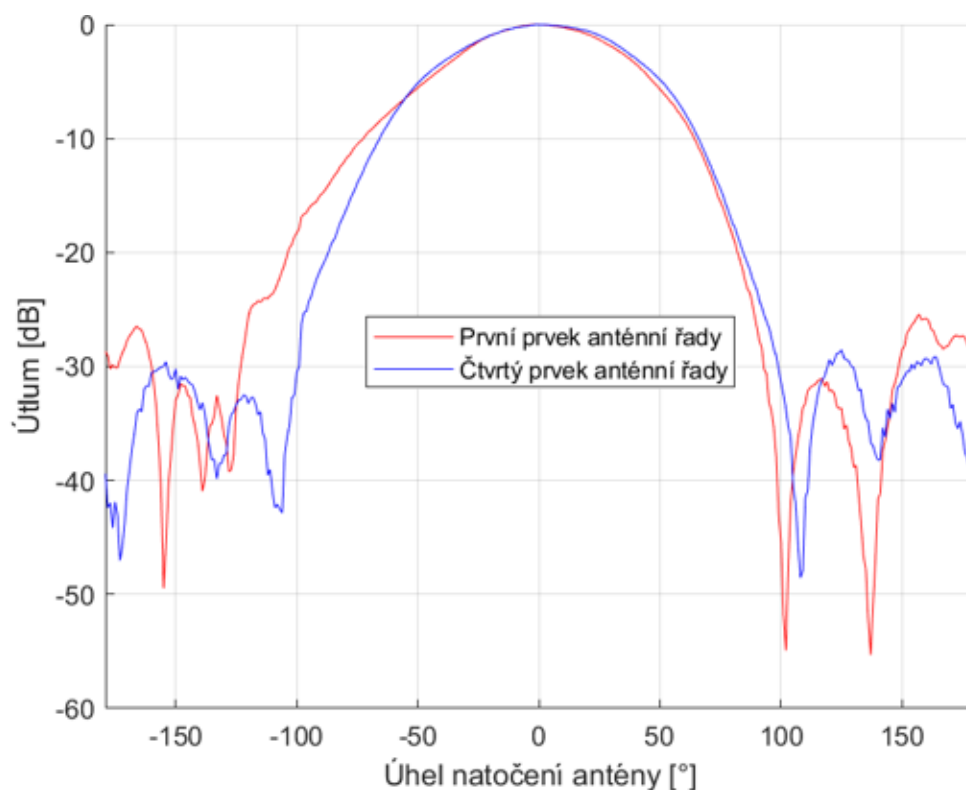
Obrázek 84 - Vyzařovací charakteristika patch antény ve vertikální rovině



Obrázek 85 - Měřená patch anténní řada

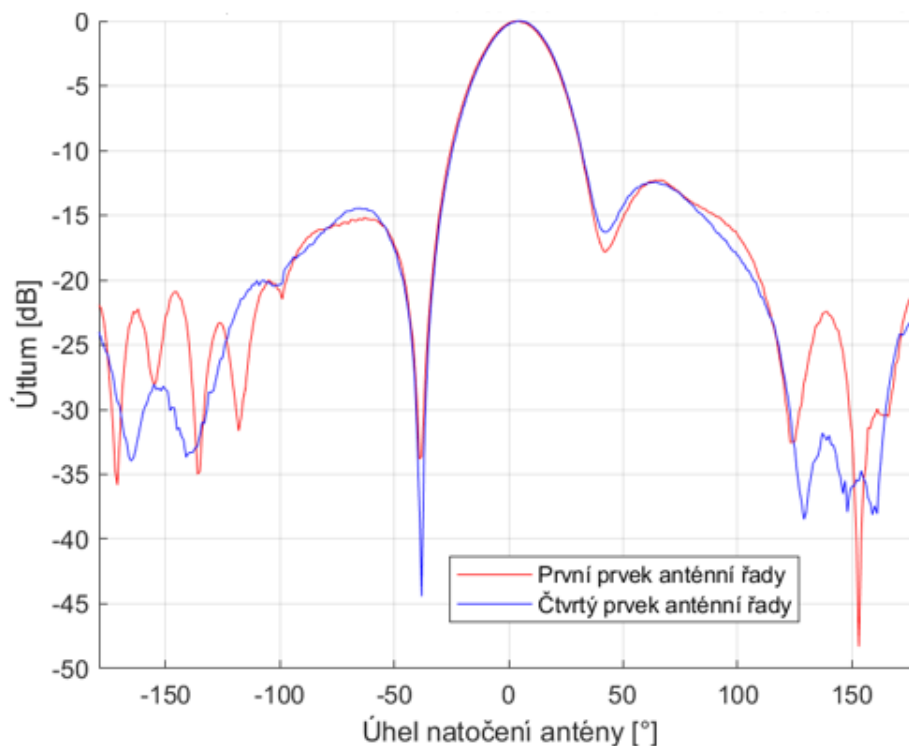
V dalším kroku bylo měřeno finální anténní pole obsahující i kalibrační signálový rozvod. Měření proběhlo stejným způsobem jako měření samotné anténní řady. Nejprve byly měřeny horizontální vyzařovací diagramy a poté vertikální vyzařovací diagramy. Očekávalo se, že všechny anténní řady budou vykazovat téměř shodné průběhy vyzařovacích

charakteristik. V horizontální rovině byla změřena anténní řada 1 a 4. Poté ve vertikální rovině byla změřena také anténní řada 1 a 4.



Obrázek 86 - Porovnání vyzařovacích charakteristik prvků 1 a 4 v horizontální rovině

Ve změřené vyzařovací charakteristice v horizontální rovině, která je vynesena na obrázku 86 je vidět, že hlavní svazky vychází podle předpokladů velmi podobně. Šířka vyzařovacího svazku pro čtvrtý anténní prvek je 78° a pro první anténní prvek je 73° . Porovnáním těchto výsledků se samotnou anténní řadou, kde šířka vyzařovacího svazku je 75° , je zřejmé, že se v důsledku seskupení 8 anténních řad do 8 kanálového anténního posunula šířka hlavního vyzařovacího laloku v horizontální rovině o $\pm 3^\circ$.



Obrázek 87 - Porovnání 1 a 4 anténní řady ve vertikální polarizaci

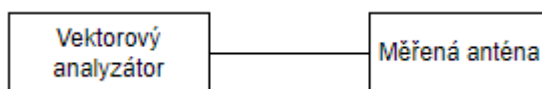
Na obrázku 87 je vynesena vyzařovací charakteristika anténního pole ve vertikální rovině. Z výsledků je zřejmé, že průběhy hlavních svazků jsou téměř identické. Je vidět, že osa hlavního svazku je mírně posunutá stejně jako byla v simulaci CST v důsledku sériového napájení anténní řady. Pro obě anténní řady platí, že jejich naměřená šířka hlavních laloků je 32° . Nicméně anténní řada 4 je natočená o 1° oproti anténní řadě 1 ve směru k napájení, které je možné si představit na pravé straně.

Anténa	Orientace	Šířka svazku [°]
Patch	Horizontální	76
Patch	Vertikální	33
Řada 4	Horizontální	77
Řada 1	Horizontální	72
Řada 4	Vertikální	32
Řada 1	Vertikální	33

Tabulka 3 - Porovnání šířky hlavních vyzařovacích laloků

Měření odraženého výkonu od anténních portů

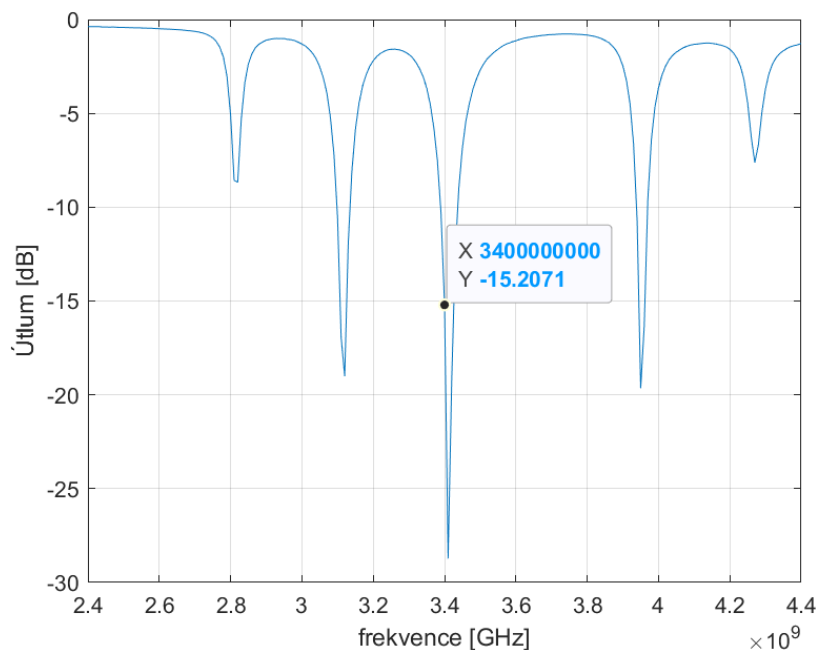
Měření odraženého výkonu od vstupních/výstupních portů anténního systému (rozptylový parametr S_{11}) je možné získat o kvalitě impedančního přizpůsobení dílčích anténní prvků. Je žádoucí mít na používané centrální frekvenci co nejmenší odrazy. Měření proběhlo s využitím vektorového obvodového analyzátoru.



Obrázek 88 - Schéma zapojení při měření S_{11} parametru

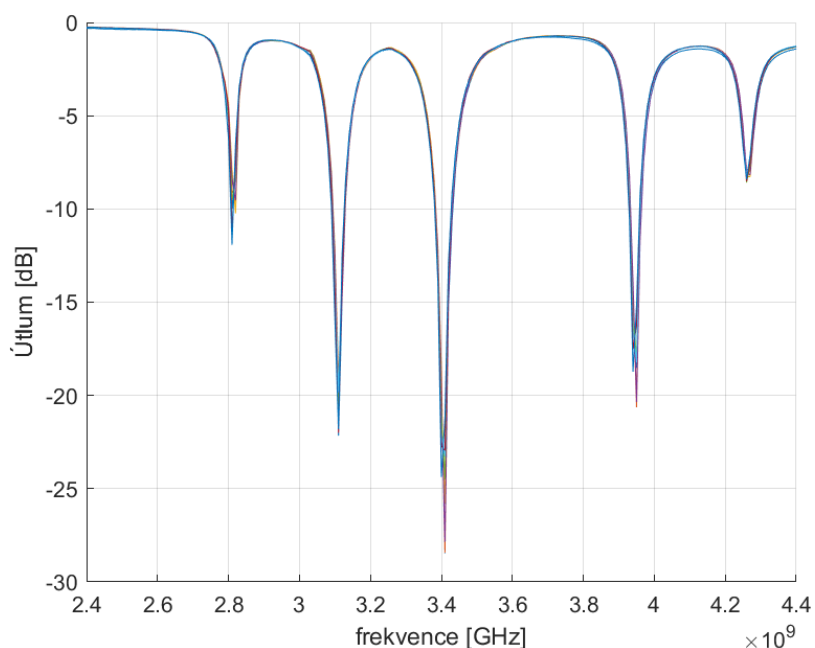
Schéma zapojení obsahuje jen samotný vektorový analyzátor, který je zapojen na konektory měřené antény. Před samotným měřením je vždy potřeba vektorový obvodový analyzátor kalibrovat na využívaný kmitočtový rozsah a používané propojovací vodiče, tak aby se eliminoval jejich vliv na vlastní měření. Nejprve se při kalibraci nastavil frekvenční rozsah pro měření. Poté se na zapojený výstup měřicího koaxiálního kabelu postupně zapojily tři přípravky (short, match, open) pro správnou kalibraci, které simulují zkratované vedení, přizpůsobené vedení na $50\ \Omega$ a rozpojené vedení. Poté již bylo prováděno samotné měření, při kterém byla měřená data ukládána na přenosné záznamové zařízení (flash disk).

První měření S_{11} parametrů proběhlo na samostatné anténní řadě. Rozsah měření byl od 2,4 GHz do 4,4 GHz, přičemž zájmová frekvence je 3,4 GHz. Na frekvenci 3,4 GHz byla naměřena velikost odraženého signálu -15,2 dB. Nejnižší naměřený bod byl na frekvenci 3,41 GHz s úrovní -28,72 dB. Z těchto výsledků, lze usuzovat, že sériově napájená patch anténní řada je dostatečně impedančně přizpůsobena na zájmový kmitočet 3,4 GHz, přičemž nejlepšího přizpůsobení dosahuje na frekvenci 3,41 GHz.



Obrázek 89 - S11 parametr pro samostatnou anténní řadu

V dalším kroku byly měřeny stejným způsobem odrazy výkonu od všech portů osmi prvkového anténního pole. Na obrázku (Obrázek 90) jsou vykresleny průběhy odraženého výkonu signálu od portů všech 8 anténních řad na anténním poli. Správnost návrhu je prokázána i z toho, že všechny průběhy se navzájem překrývají a jsou téměř identické. Nicméně celá anténní řada se lehce vychyluje na frekvenci 3,41 GHz.



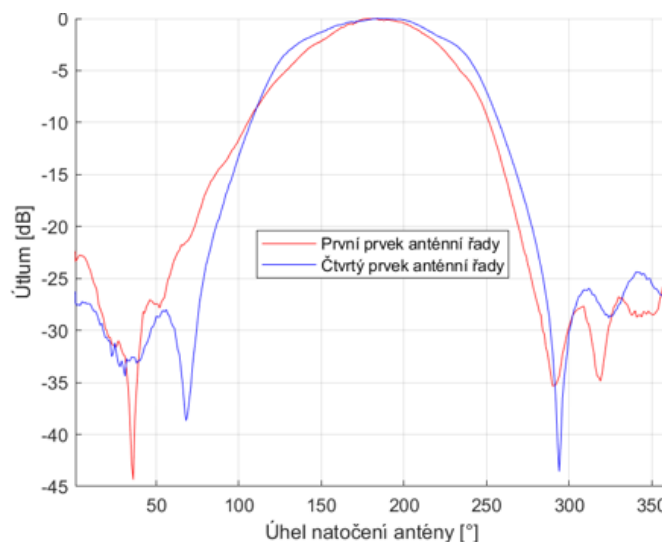
Obrázek 90 - S11 parametry všech anténních řad v anténním poli

Anténní řada	Útlum na 3,4 GHz [dB]
1	-19,43
2	-18,83
3	-20,09
4	-19,95
5	-21,00
6	-22,01
7	-22,72
8	-24,37

Tabulka 4 - Naměřené hodnoty útlumu na frekvenci 3,4 GHz pro anténní pole

2.8 Měření celé soustavy

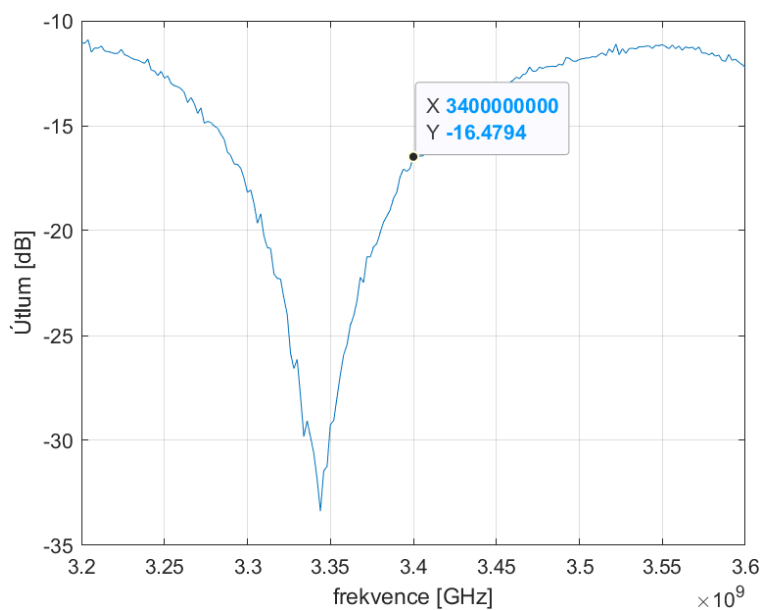
Měření celé soustavy, skládající se z osmi kanálového anténního pole s integrovanými rozvody kalibračního signálu probíhalo podobným způsobem jako měření antén v předchozí kapitole, proto není potřeba opětovně podrobně rozepisovat zapojení měřicího pracoviště. Jediný rozdíl navíc oproti předchozímu měření byl, že bylo změřeno navíc měření přenosu mezi kalibračním vstupem a výstupem anténních prvků. S tímto měřením byl ještě změřen odraz S_{11} od vstupu kalibračního vedení.



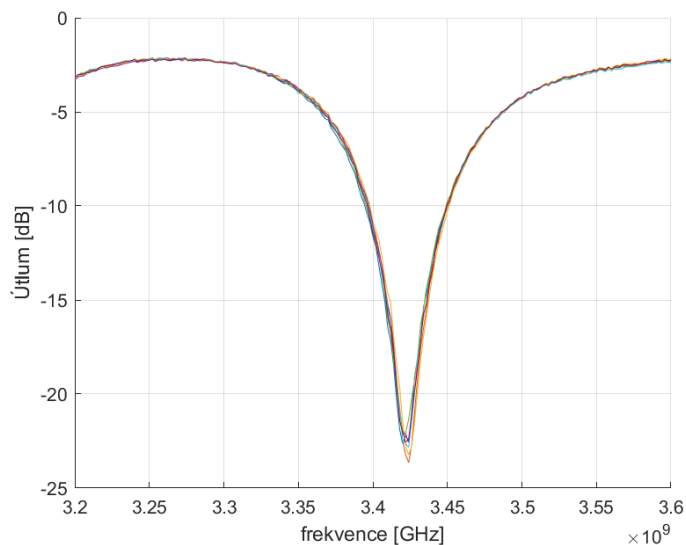
Obrázek 91 - Změřený průběh vyzařovací charakteristiky v horizontální rovině pro 1 a 4 anténní prvek v celé soustavě

Konečná šířka hlavního anténního svazku v horizontální rovině je podle změřeného průběhu vyzařovacího diagramu v horizontální rovině na obrázku 91 pro anténní prvek č. 1 84° a pro anténní prvek č.4 105° . Je tedy vidět i na praktickém měření, že čím více ve středu anténní řady je anténní prvek umístěn tím má v horizontální rovině větší šířka hlavního vyzařovacího svazku. V porovnání s měřením samotné anténní řady bez kalibračních rozvodu je vidět, že se šířka hlavního vyzařovacího laloku značně zvýšila hlavně ve středu anténní řady, a to až o 27° . Nicméně jelikož je předpokládána aplikace anténního systému detekci zájmových radarových cílů na perimetru 60 až 90° , tak je tato hodnota naprosto optimální.

Při bližším pohledu na obrázek 92, který znázorňuje změřený odraz výkonu signálu od vstupního portu kalibračního rozvodu, je zřejmé, že bylo dosaženo hodnoty $-16,5$ dB, což je naprosto dostatečná hodnota, ale minimální hodnota odraženého výkonu se nachází na frekvenci přibližně $3,34$ GHz s hodnotou -33 dB.



Obrázek 92 - Odraz od portu kalibračního vedení

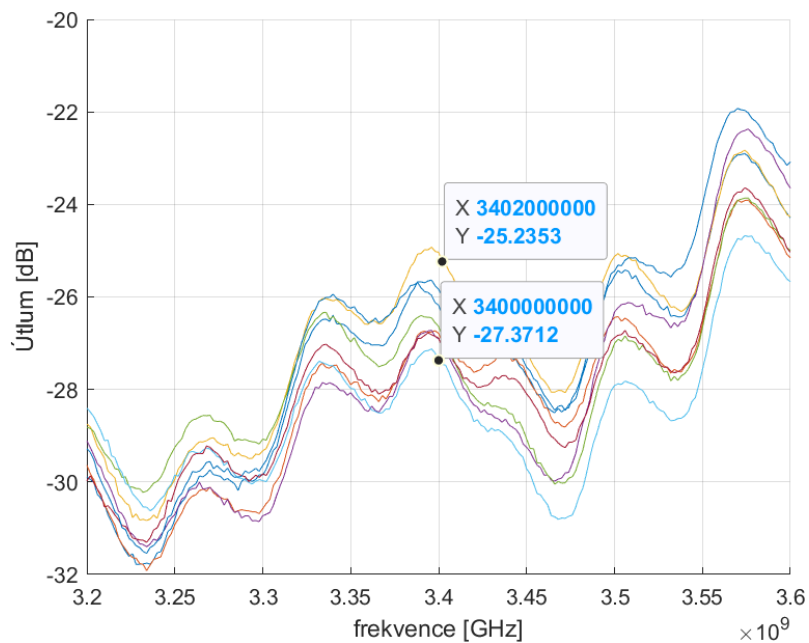


Obrázek 93 - Odrazy od antén S11

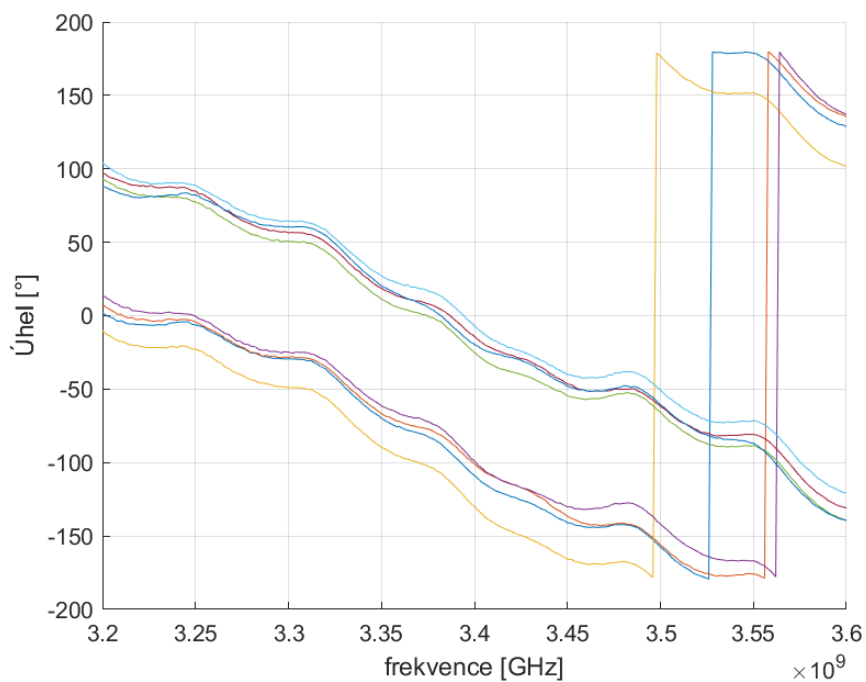
Výsledné odrazy výkonu na všech portech anténní řady vyšly na frekvenci 3,4 GHz -10,3 dB. Přitom na frekvenci 3,42 GHz vyšly odrazy na všech anténních portech pod -22 dB. Je tedy zřejmé, že celá anténní řada je mírně frekvenčně posunutá na frekvenci 3,42 GHz. Nicméně hodnoty na zájmovém kmitočtu 3,4 GHz jsou stále dostačující.

Následující graf na obrázku 94 znázorňuje průběh změřeného přenosu výkonu ze vstupního portu kalibračního rozvodu do jednotlivých výstupních portů anténního subsystému. Je patrné, že rozdíly v přenášeném výkonu jsou relativně zanedbatelné (do 2 dB). Velikost útlumu přenosu cca kolem 26 dB je způsobena jednak vlastním dělením jednoho vstupního signálu do 8 cest (soustava Wilkinsonových děličů) které představuje útlum přibližně 10 dB a též vazbou směrové odbočnice, která má útlum přibližně 15 dB, zbylý útlum je vložný útlum samotného zbylého mikropáskového vedení.

Obrázek 95 zachycuje změřené fáze signálu přenášeného kalibračním rozvodem na jednotlivých výstupech anténního systému. Je zjevné, že nebylo plně dosaženo požadovaného soufázového signálového rozvodu. Na některých výstupech je zřejmý fázový posuv. Důvodů pro tyto rozdíly může být několik. Jedním z hlavních důvodů je konstrukce celého anténního systému, který se skládá z ručně osazovaných prokovených přechodů mezi směrovými odbočnicemi a kalibračními rozvody a též ručně osazovanými odpory uvnitř Wilkinsonových děličů výkonu a zakončovacích odporů směrových odbočnic. Klíčové je, že kalibrační rozvod je pevnou součástí anténního systému, a tedy tyto změřené fázové posuvy jsou konstantní, lze je tedy zahrnout do výpočtu korekčních koeficientů fáze v procesu kalibrace.

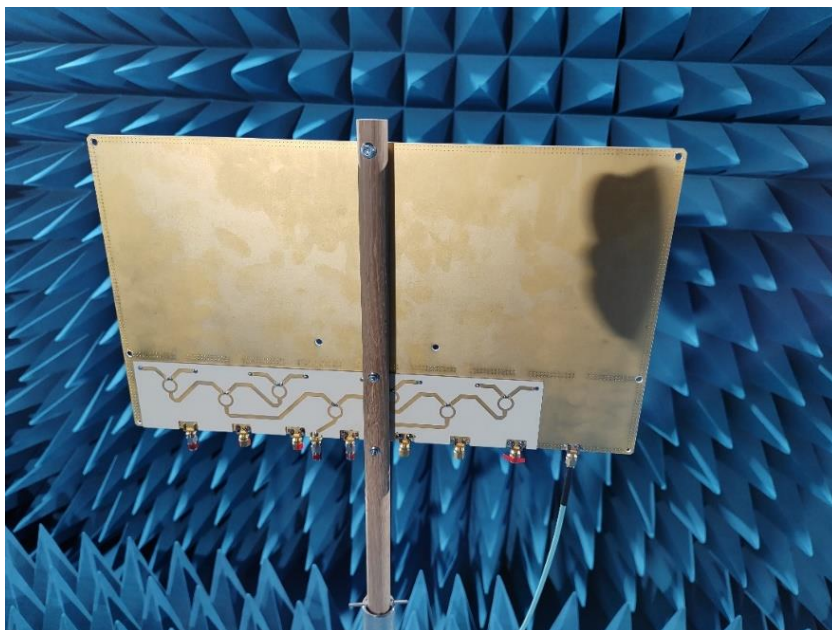


Obrázek 94 - Přenos od kalibračního vedení na vstupy anténních prvků S12

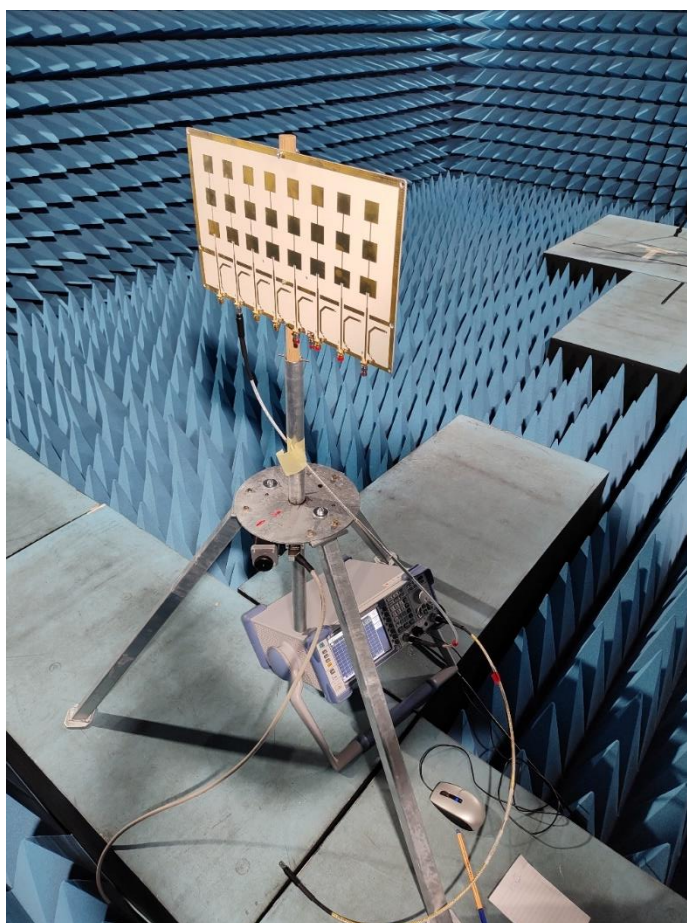


Obrázek 95 - Průběh fází mezi vstupem děliče a jednotlivými anténními prvky

Obrázek 96 a 97 ukazují zhotovenou anténní soustavu osazenou kalibračním signálovým rozvodem během výše popsanych měření.



Obrázek 96 - Výsledný rozvod kalibračního rozvodu umístěný zezadu na anténě



Obrázek 97 - Měření S parametrů celého systému

Závěr

V rámci této diplomové práce byla nastudována problematika a byl proveden návrh patch anténního systému s integrovaným rozvodem kalibračního signálu. Cílem práce bylo navrhnout a zrealizovat kompaktní anténní systém, který umožňuje jednoduchou a efektivní kalibraci s využitím kalibračního signálového rozvodu. Celý systém je navržen na požadovaný střední kmitočet frekvenci 3,4 GHz, od čehož se odvíjela velikost dílčích navrhovaných částí i celková velikost systému.

Cílem teoretické práce bylo se podrobně seznámit s návrhem dílčích komponent celého anténního planárního systému s integrovaným rozvodem kalibračního signálu. Proto byla nejprve podrobně analyzována problematika návrhu a konstrukce planárního mikropáskového vedení, z kterého vychází celý systém. Byly rozebrány různé parametry a konstrukční provedení mikropáskového vedení a byl zkoumán jejich vliv mají na celkové chování a parametry tohoto vedení. Také byla podrobně analyzována problematika návrhu základního patch anténního prvku včetně provedených teoretických výpočtů jeho rozměrů. Lze říct, že tyto teoretické výpočty mají výborné uplatnění pro první orientační návrh antény a jako základ pro nakreslení modelu pro počítačovou simulaci. V rámci této simulace pak proběhne optimalizace a doladění dílčích rozměrů mikrovlnných prvků tak, aby odpovídaly reálným podmínkám a zasazení prvků mezi další komponenty celého navrhovaného systému. Další teoretická část, která byla podrobně nastudována se týkala děličů výkonu a směrových odbočnic. Proto byly nejdříve rozebrány samotné S-parametry, pomocí kterých je možné popsat každý n-bran v mikrovlnné technice. Následně jsou uvedeny různé typy děličů výkonu a směrové odbočnice, přičemž ty typy, které byly použity pro realizaci v této práci jsou rozepsány podrobněji včetně postupu výpočtu jejich rozměrů. Děliče výkonu typu Wilkinson a směrové odbočnice byly též optimalizovány v simulačním SW CST MW Studio.

Cílem praktické části bylo nejprve analyzovat pomocí výpočtů a simulace celkový návrh systému. Při návrhu bylo nutné nejprve systém rozdělit na dílčí části. Tím je možné vyladit jednotlivé prvky přímo na konkrétní aplikaci. Poté se hotové dílčí části složily dohromady. První bylo navrženo mikropáskové vedení o charakteristické impedanci 50Ω na zadané frekvenci 3,4 GHz. Poté byla navržena odbočnice a symetrický dělič výkonu typu Wilkinson. Dělič slouží jako základní stavební prvek pro rozvod kalibračních signálů,

takže bylo nutné po návrhu jednoduchého děliče vytvořit síť těchto děličů, kde je jeden vstup na pro kalibrační signál rozveden a osm výstupů. Toto bylo realizované pomocí sedmi děličů kaskádně zapojených, kde signál ke každému výstupu projde přes 3 symetrické Wilkinsonovy děliče. Ve výsledku po takovém průchodu bylo dosaženo útlumu signálu okolo 10 dB. Vazba na odbočnici z portu 4 na port 1 má útlum 15,8 dB. Poté byla navržena jednoduchá patch anténní řada se sériovým napájením a třemi prvky, které v horizontální rovině dosáhly šířky vyzařovacího svazku $84,8^\circ$ a ve vertikální rovině šířky hlavního svazku $31,4^\circ$. Po odladění parametrů byla vytvořena anténní řada (pole) 8×1 . Samotná anténní řada i anténní pole poté byly vyrobeny jejich parametry byl experimentálně ověřeny měřením. Na anténní řadě (poli), bylo rozmístěno 8 odbočnic pro 8 anténních řad s prokovem na portu 4 pro přenos signálu z již vytvořené sítě Wilkinsonových děličů výkonu. Síť děličů byla umístěna z druhé strany desky a napojena na odbočnice. Celé řešení bylo po výrobě následně také ověřeno v praktickém měření, kde byly měřeny vstupní odrazy a přenosy mezi všemi porty.

Výsledky praktického měření odpovídají zadání. Jako budoucí vylepšení celého systému by bylo dobré přeorganizovat umístění vstupního kalibračního portu, což by mohlo umožnit dosažení nižší hodnoty odraženého výkonu od vstupního kalibračního portu, tedy jeho lepší impedanční přizpůsobení.

Literatura

- [1] POZAR, David. *Microwave Engineering, 4th Edition* [online]. 2012, 732 [cit. 2023-02-01]. Dostupné z: [http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/RFELSYS/MATERIALE%20INTEGRATIVO/BOOKS/Pozar_Microwave%20Engineering\(2012\).pdf](http://mwl.diet.uniroma1.it/people/pisa/RFELSYS/MATERIALE%20INTEGRATIVO/BOOKS/Pozar_Microwave%20Engineering(2012).pdf)
- [2] Introduction to RF & Microwave Substrates & Base Materials. *Military Aerospace Electronics* [online]. 2019 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://www.militaryaerospace.com/directory/blog/14059634/introduction-to-rf-microwave-substrates-base-materials>
- [3] ZÁLABSKÝ, Tomáš. *Mikrovlňné obvody 1* [online]. 47 [cit. 2023-07-21].
- [4] R S, Beere & Khan, Am & Reddy, Manjunatha. (2015). Global Journal of Trends in Engineering Simulation Study on Insertion and Return Loss of Planar Transmission Lines for Different Dielectric Substrates. *Global Journals of Trends in Engineering*. 2. 8.
- [5] SLAVÍK, Leoš. *ÚVOD PLANÁRNÍ ANTÉNY OBECNĚ PRINCIP NAPÁJENÍ ZÁKLADNÍ PARAMETRY ANTÉN VÝHODY A NEVÝHODY* [online]. 2017, 33 [cit. 2023-03-03]. Dostupné z: <https://docplayer.cz/42926594-1-uvod-planarni-anteny-obecne-princip-napajeni-zakladni-parametry-anten-vyhody-a-nevyhody.html> (Slavík, 2017)
- [6] Planární širokopásmové antény. *Mikrovlňná technika* [online]. s. 6 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://www.radio.feec.vutbr.cz/raida/multimedia/index.php?nav=4-7-A>
- [7] Microstrip (Patch) Antennas. *Antenna-theory.com* [online]. 2011 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://www.antenna-theory.com/antennas/patches/antenna.php>
- [8] NOVOTNÝ, Jakub. *Návrh mikropáskové směrové odbočnice* [online]. Praha, 2014 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/24333/F3-BP-2014->

Novotny-Jakub-prace.pdf?sequence=3&isAllowed=y. Bakalářská. České Vysoké Učení Technické v Praze.

- [9] NEJEDLÝ, Miroslav. *Návrh a realizace mikrovlnné směrové odbočnice* [online]. Brno, 2010 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://core.ac.uk/download/30297474.pdf>. Vysoké učení technické v Brně.
- [10] Gysel Power Splitter. *Microwaves101* [online]. 2011 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/gysel-power-splitter>
- [11] ZÁLABSKÝ, Tomáš. *Mikrovlnné obvody 3* [online]. 47 [cit. 2023-07-21].
- [12] ZÁLABSKÝ, Tomáš. *Horizontální rozvod signálu pro fázovanou anténní soustavu sekundárního radiolokátoru* [online]. Pardubice, 2012 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://dk.upce.cz/handle/10195/48539>. Diplomová práce. Univerzita Pardubice.
- [13] ALSAGER, Ahmed. *Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays* [online]. Borås, 2011 [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:1312395/FULLTEXT01.pdf>. Diplomová práce. University College of Borås.
- [14] JAMES, J.R. a P.S. HALL. *Handbook of Microstrip Antennas* [online]. London, 1989 [cit. 2023-07-21]. ISBN 0863411509.
- [15] JAMES, J.R., P.S. HALL a C. WOOD. *Microstrip Antenna Theory and Design* [online]. London, 1981 [cit. 2023-07-21]. ISBN 086341066X.
- [16] MAILLOUX, Robert. *Phased Array Antenna Handbook*. Secon Edition. Norwood: Artech House, 2005. ISBN 1-58053-689-1.
- [17] WOLFF, Christian. *Směrovost a zisk antény*. *Radartutorial EU* [online]. Rostock [cit. 2023-07-21]. Dostupné z: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/an07.cz.html>
- [18] BALANIS, Constantine. *Antenna Theory Analysis and Design* [online]. Third edition. Wiley interscience, 2005 [cit. 2023-07-21]. ISBN 0-471-66782-X.

- [19] ZÁLABSKÝ, Tomáš. *Anténní řady a anténní pole* [online]. In: . [cit. 2023-08-17].
- [20] KUPČÁK, Dominik. *Antény radiolokátorů pro řízení letového provozu: Teoretické základy šíření a vyzařování elektromagnetických vln*. Pardubice, 1986.