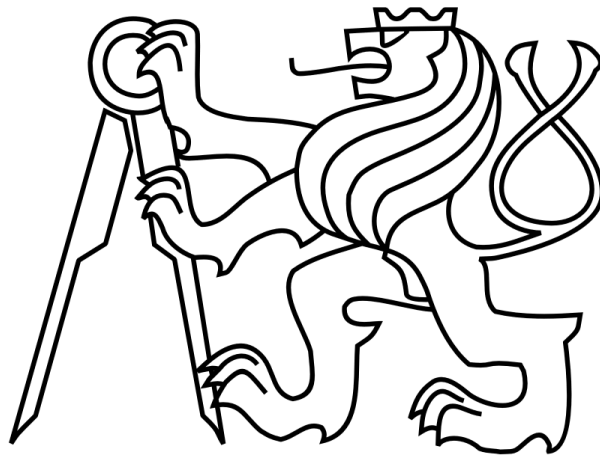


České vysoké učení technické v Praze

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole



Kruhově polarizovaná anténa pro systém Galileo

Diplomová práce

Autor: Bc. Pavel Heršálek

Vedoucí: Doc. Ing. Milan Polívka, Ph.D.

2015

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická

katedra elektromagnetického pole

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Pavel Heršálek**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Bezdrátové komunikace

Název tématu: **Kruhově polarizovaná anténa pro systém Galileo**

Pokyny pro vypracování:

Navrhněte nízkoprofilovou kruhově polarizovanou anténu určenou pro satelitní komunikační a navigační systém Galileo vhodnou pro potenciální umístění na těle či oděvu osoby. Analyzujte anténu ve vhodném elektromagnetickém simulátoru pole. Určete koeficient odrazu, směrové charakteristiky a osový poměr v jednotlivých subpásmech. U osového poměru určete i jeho úhlovou závislost.

Realizujte a proměřte funkční vzorek antény ve volném prostoru i na fantomu lidského těla. Ověřte jeho realizovatelnost v nositelném provedení, tj. za použití vodivých tkanin či do oděvu vsívaných vláken či jiných pružných vodivých materiálů s využitím vhodného např. pěnového substrátu.

Seznam odborné literatury:

- [1] Kaivanto, E.K.; Berg, M.; Salonen, E.; de Maagt, P., "Wearable Circularly Polarized Antenna for Personal Satellite Communication and Navigation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol.59, no.12, pp.4490,4496, Dec. 2011.
- [2] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii, M. Schaffrath, and M. Kivikoski, "Effect of textile materials on wearable antenna performance: a case study of GPS antennas," in *2004 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 1, June 2004, pp. 459 – 462.
- [3] L. Vallozzi, W. Vandendriessche, H. Rogier, C. Hertleer, and M. Scarpello, "Design of a protective garment GPS antenna," *Microwave and Optical Techlogy Letters*, vol. 51, no. 6, pp. 1504–1508, 2009.

Uvedená a další literatura je dostupná u zadavatele práce nebo prostřednictvím databáze IEEEExplore.

Vedoucí: doc.Ing. Milan Polívka, Ph.D.

Platnost zadání: ZS 2015/2016



prof. Ing. Pavel Pechač, Ph.D.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 15. 12. 2014

Abstrakt

Cílem této práce je realizovat planární kruhově polarizovanou anténu pro příjem signálu ze systému Galileo, jejíž parametry umožní umístit ji na tělo, resp. oděv. V teoretické části práce je popsán systém Galileo, uvedena rešerše nositelných antén s dosažitelnými parametry známých řešení a principy činnosti antén s kruhovou polarizací včetně napájení. Výstupem rešerše je výběr vhodné struktury schopné pokrýt celé frekvenční pásmo systému Galileo. V praktické části je vybraná navržená anténní struktura změřena a získané údaje jsou v závěru porovnány s teoretickými.

Klíčová slova: dělič výkonu, kruhová polarizace, nositelná anténa, patch, systém Galileo, textilní anténa

Abstract

The aim of this work is to design and manufacture circularly polarised antenna capable of receiving Galileo system signal, which should be functional as a wearable one. This diploma thesis consists of several different parts. In theoretical part, there is mentioned Galileo system, wearable antennas and how to design circularly polarized antenna including feeding system. Theoretical part also includes list of published antenna solutions of wearable antennas and from this list, one suitable solution for coverage of the whole Galileo System frequency band is chosen. In practical part, designed antenna is manufactured, measured and those results are compared with theoretical ones.

Keywords: circular polarisation, Galileo System, patch antenna, power divider circuit, textile antennas, wearable antenna

Poděkování

Rád bych poděkoval všem, kteří mě během studia podporovali, rodině, kantorům a přátelům. Jmenovitě panu doc. Ing. Milanu Polívkovi, Ph.D za konzultace, připomínky, rady a vedení nejen při přípravě této práce, ale v celé etapě magisterského studia. V neposlední řadě pak také Ing. Milanovi Švandovi, Ph.D. za cenné rady ohledně technické realizace antény.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem diplomovou práci **Kruhově polarizovaná anténa pro systém Galileo** vypracoval samostatně a použil jsem k tomu literaturu, kterou uvádím v seznamu přiloženém k diplomové práci.

Nemám námitky proti půjčování, zveřejnění a dalšímu využití práce, pokud s tím bude souhlasit katedra elektromagnetického pole.

V Praze 11. 5. 2015

.....

Pavel Heršálek

Seznam použitých symbolů

Γ	koeficient odrazu
V^-	odražená napěťová vlna
V^+	dopadající napěťová vlna
Z_{in}	vstupní impedance
Z_0	charakteristická impedance
P_{vyz}	vyzářený výkon
\mathbf{E}	vektor intenzity elektrického pole
k	vlnové číslo
c_0	rychlost světla ve vakuu
μ_0	permeabilita vakua
Q_{celk}	celkový činitel jakosti
Q_{vyz}	činitel jakosti v důsledku ztrát vyzařováním
Q_v	činitel jakosti v důsledku vodivostních Ohmických ztrát
Q_d	činitel jakosti v důsledku dielektrických ztrát
Q_{pv}	činitel jakosti v důsledku ztrát povrchovými vlnami
BW	šířka pásma

Seznam použitých zkratek

Navstar	Navigation Signal Timing and Ranging
GPS	Global Positioning System
GLONASS	Globální navigační satelitní systém
GNSS	Global Navigation Satellite System
RFID	Radio Frequency Identification
RL	Return Loss
AR	Axial Ratio
PSV	poměr stojatých vln
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
VNA	Vector Network analyser

Seznam obrázků

Obr. 1 - Porovnání frekvencí systémů Galileo a GPS.....	17
Obr. 2 - Záchranná vesta s integrovaným lokalizačním systémem.....	19
Obr. 3 - Princip určení šířky pásma.....	22
Obr. 4 - Příklad vyzařovací charakteristiky.....	23
Obr. 5 - Druhy polarizace vln.....	24
Obr. 6 - Výpočet velikosti osového poměru	26
Obr. 7 - Úprava patche s jednobodovým napájením.....	27
Obr. 8 - Směr kruhové polarizace v závislosti na umístění seříznutí.....	27
Obr. 9 - Umístění napájecího bodu u čtvercového patche	28
Obr. 10 - Poměr velikosti Q a velikostí seříznutí.....	28
Obr. 11 - Způsob vybuzení kruhové polarizace u kruhového patche.....	29
Obr. 12 - Dvojice lineárních patchů pro kruhovou polarizaci.....	30
Obr. 13 - Zapojení pro širokopásmový osový poměr.....	30
Obr. 14 - Nestandardní patche pro kruhovou polarizaci	31
Obr. 15 - Další nestandardní patche pro kruhovou polarizaci.....	32
Obr. 16 - Patche s dvoubodovým napájením	33
Obr. 17 - Textilní patch se štěrbinou.....	35
Obr. 18 - Schéma textilního patche s LNA	36
Obr. 19 - Kruhový patch s kapacitně vázanými sondami	38
Obr. 20 - Kruhový patch s prstencovými štěrbinami	39
Obr. 21 - Schéma kompenzovaného Wilkinsonova děliče s $\lambda/4$ úsekem vedení.....	41
Obr. 22 - Schéma pro výpočet Wilkinsonova děliče.....	42
Obr. 23 - Schéma Wilkinsonova děliče v programu AWR.....	43
Obr. 24 - Přenos S - parametrů Wilkinsonova děliče.....	44
Obr. 25 - Přenos fáze Wilkinsonova děliče.....	44
Obr. 26 - Směrovost 1. druhu.....	45
Obr. 27 - Odbočnice se dvěma rovinami symetrie.....	46
Obr. 28 - Schéma pro výpočet třípříčkového vazebního členu	47
Obr. 29 - Schéma výsledné směrové odbočnice v programu AWR.....	48
Obr. 30 - Výsledné S - parametry vazebního členu	49

Obr. 31 - Přenos fáze vazebního členu.....	49
Obr. 32- Sestavený třípříčkový vazební člen v IE3D.....	51
Obr. 33 - Zkrácený třípříčkový vazební člen v IE3D.....	52
Obr. 34 - Detail diskontinuity	52
Obr. 35 - Simulovaný přenos vazebního členu	53
Obr. 36 - Nasimulovaný přenos fáze zkráceného vazebního členu	54
Obr. 37 - Vyrobený třípříčkový vazební člen	54
Obr. 38 - Schéma zapojení měření třípříčkového vazebního členu	55
Obr. 39 - Vlastní zapojení pro měření.....	55
Obr. 40 - Přizpůsobení bran navrženého vazebního členu.....	56
Obr. 41 - Naměřené S – parametry definující vlastnosti vazebního členu.....	57
Obr. 42 - Porovnání naměřených a simulovaných hodnot S-parametrů	58
Obr. 43 - Naměřená fáze s přívodním vedením	58
Obr. 44 - Geometrie kruhového patche	59
Obr. 45 - Model pro ekvivalentní magnetickou proudovou hustotu	63
Obr. 46 - Výsledná podoba antény.....	68
Obr. 47 - Výsledná podoba antény v IE3D	69
Obr. 48 - Průběh modulu koeficientu odrazu simulované antény.....	70
Obr. 49 - Útlum odrazů vyrobené antény.....	71
Obr. 50 - Schéma pro měření antény.....	72
Obr. 51 - Natočení antény pro jednotlivá měření.....	72
Obr. 52 - Úhly θ natočení antény (pohled shora).....	73
Obr. 53 - Směrové charakteristiky pro měření a) – kartézské souřadnice	73
Obr. 54 - Normované směrové charakteristiky pro měření a) - polární diagram.....	74
Obr. 55 - Směrové charakteristiky pro měření b) - kartézské souřadnice.....	74
Obr. 56 - Normované směrové charakteristiky pro měření b) - polární diagram.....	75
Obr. 57 - Směrové charakteristiky pro měření c) - kartézské souřadnice	75
Obr. 58 - Normované směrové charakteristiky pro měření c) - polární diagram.....	76
Obr. 59 - Směrové charakteristiky pro měření d) - kartézské souřadnice.....	76
Obr. 60 - Normované směrové charakteristiky pro měření d) - polární diagram.....	77
Obr. 61 - Otáčení antény kolem vlastní osy pro měření osového poměru	78
Obr. 62 - Porovnání simulovaného a změřeného osového poměru pro konfiguraci d).....	78
Obr. 63 - Normované hodnoty osového poměru - polární digram.....	79
Obr. 64 - Konfigurace a) $\theta = -60^\circ$	80

Obr. 65 - Konfigurace a) $\theta = -30^\circ$	80
Obr. 66 - Konfigurace a) $\theta = 0^\circ$	81
Obr. 67 - Konfigurace a) $\theta = +30^\circ$	81
Obr. 68 - Konfigurace a) $\theta = +60^\circ$	82
Obr. 69 - Konfigurace b) $\theta = -60^\circ$	83
Obr. 70 - Konfigurace b) $\theta = -30^\circ$	83
Obr. 71 - Konfigurace b) $\theta = 0^\circ$	84
Obr. 72 - Konfigurace b) $\theta = +30^\circ$	84
Obr. 73 - Konfigurace b) $\theta = +60^\circ$	85

Obsah

Zadání.....	2
Abstrakt.....	3
Poděkování.....	4
Prohlášení.....	5
Seznam použitých symbolů.....	6
Seznam použitých zkratek.....	7
Seznam obrázků.....	8
1. Úvod.....	14
2. Systém Galileo.....	15
2.1. Základní popis a služby.....	15
2.2. Konstelace družic a frekvence.....	15
2.3. Komponenty systému Galileo.....	17
3. Nositelné antény.....	19
4. Základní anténní parametry.....	21
4.1. Rezonanční frekvence.....	21
4.2. Útlum odrazů.....	21
4.3. Poměr stojatých vln.....	21
4.4. Šířka pásma.....	21
4.5. Směrová a vyzařovací charakteristika.....	22
4.6. Polarizace.....	23
4.7. Směrovost.....	23
4.8. Zisk.....	24
5. Principy vybuzení kruhové polarizace u patchových antén.....	25
5.1. Podmínky kruhové polarizace.....	25
5.1.1 Kruhová a eliptická polarizace.....	25

5.1.2	Osový poměr.....	25
5.2.	Jednobodově napájené antény	26
5.2.1	Čtvercový patch.....	27
5.2.2	Kruhový patch	29
5.2.3	Soustava lineárně polarizovaných patchů.....	29
5.2.4	Další tvary.....	31
5.3.	Dvoubodově napájené antény	32
6.	Analýza publikovaných nositelných antén	34
6.1.	Použitelnost vodivých tkanin pro výrobu antén	34
6.2.	Textilní čtvercový patch se štěrbínou.....	34
6.3.	Nositelná aktivní anténa pro GPS aplikace	35
6.4.	Textilní čtvercový patch pro GPS	37
6.5.	Využitelnost publikovaných dat.....	37
6.6.	Širokopásmové antény s kruhovou polarizací.....	38
6.6.1	Kruhový patch s dvoubodovým kapacitně navázaným napájením	38
6.6.2	Kruhový patch s navázanými štěrbínami.....	39
6.6.3	Porovnání parametrů vybraných netextilních antén	40
7.	Napájení	41
7.1.	Kompenzovaný Wilkinsonův dělič	41
7.1.1	Výpočet hodnot kompenzovaného Wilkinsonova děliče	42
7.1.2	Simulované hodnoty	43
7.2.	Třípříčkový vazební člen.....	45
7.2.1	Základní parametry.....	45
7.2.2	Návrh parametrů	47
7.2.3	Simulované hodnoty	48
7.3.	Porovnání dosažených parametrů.....	50
7.4.	Návrh třípříčkového vazebního členu v programu Zeland IE3D	51

7.5.	Realizace a měření parametrů navrženého třípříčkového vazebního členu	53
7.6.	Naměřené výsledky	56
8.	Návrh kruhového patche	59
8.1.	Elektrická a magnetická pole	59
8.2.	Rezonanční frekvence	62
8.3.	Proudová hustota a vyzářené pole	62
8.4.	Vodivost a směrovost	65
8.5.	Činitel jakosti, šířka pásma a účinnost	66
9.	Vypočtené parametry antény a její měření	68
9.1.	Útlum odrazů a ověření funkčnosti v blízkosti lidského těla	70
9.2.	Měření směrových charakteristik	71
9.3.	Měření osového poměru	77
10.	Závěr	86
11.	Literatura	87
	Seznam příloh	90

1. Úvod

Nově budovaný evropský globální navigační satelitní systém Galileo by měl být nezávislou obdobou americkému Navstar GPS a ruskému systému GLONASS. Jeho výstavbu zajišťují státy Evropské unie prostřednictvím Evropské kosmické agentury ESA a dalších institucí.

Systém Galileo vysílá signál s pravotočivou kruhovou polarizací. Pro příjem tohoto signálu vznikají v posledních letech antény tvořené z textilních či pěnových materiálů, které je pak možné integrovat do oděvů. Nesporná výhoda je tedy vyloučení možnosti potenciální ztráty jednoho malého kusu zařízení, které je v tomto případě integrováno do oděvu, aniž by nějaká váhová či formovatelnost (textilní antény je možné ohýbat a natvarovat podle potřeby pro umístění na těle) omezovaly nošení daného oděvu.

Důležitou částí práce je právě rešerše publikovaných textilních antén. Budou analyzovány jednotlivé struktury, porovnány mezi sebou (jak z hlediska parametrů, tak i z hlediska principu buzení kruhové polarizace) a poté bude doporučena vhodná struktura schopná přijímat signál systému Galileo.

A právě navrhnout, sestavit a proměřit takovou anténu je cílem této práce. Bude potřeba v rešerši najít a poté navrhnout vhodnou strukturu s dostatečnou šířkou pásma přizpůsobení pro příjem signálu systému Galileo. Konkrétně, anténa se nejdříve navrhne z klasických, běžně používaných materiálů a poté se ověří možnost její realizovatelnosti v textilní verzi.

2. Systém Galileo

2.1. Základní popis a služby

Navigační systém Galileo je plánovaný autonomní evropský Globální družicový polohový systém (označováno jako GNSS), který by se měl svou podobou přiblížit americkému systému Navstar GPS a ruskému systému GLONASS. Jeho výstavbu zaštitila Evropská unie (EU) zastupovaná Evropskou komisí (EC) a Evropskou vesmírnou agenturou (ESA).

Na rozdíl od svých dvou předchůdců je systém Galileo primárně navržen jako projekt řízený a spravovaný civilní správou. Plný systém měl být v provozu už od roku 2010 [1], dle nových plánů až od roku 2018.

Největší potenciál tohoto systému je především dopravě (letecká, silniční, námořní a říční, městská apod.), ale najdou se i jiné oblasti využití (zemědělství, ochrana životního prostředí a obyvatel atd.).

Evropský civilní družicový systém Galileo bude poskytovat celkem 4 druhy služeb:

- **Základní služba (Open Service – OS)** – Základní signál, poskytovaný zdarma
- **Komerční služba (Commercial Service – CS)** – Oproti základní službě využívá ještě další dva signály. Tyto signály jsou chráněny díky komerčnímu kódování, které bude řízeno poskytovateli služeb a budoucím Galileo operátorem. Přístup je kontrolován na úrovni přijímače, kde se využívá přístupového klíče.
- **Veřejně regulovaná služba (Public Regulated Service – PRS)** – Dva šifrované signály s kontrolovaným přístupem a dlouhodobou podporou, určené pro státem vybrané uživatele (především pro bezpečnostní složky státu).
- **Vyhledávací a záchranná služba (Search And Rescue service – SAR)** – Služba nouzové lokalizace v rámci celosvětové družicové záchranné služby COSPAS-SARSAT s možností oboustranné komunikace.

2.2. Konstelace družic a frekvence

Systém Galileo se skládá z celkem 33 družic obíhajících po dvou drahách – MEO a GEO:

- **MEO (Medium Earth Orbit)** – Poměrně rozsáhlá oblast okolo Země vyskytující se od 2 000 do 35 786 km.
- **GEO (Geostationary Earth Orbit)** – Oběžná dráha vyskytující se 35 786 km nad zemským povrchem. Významné je z toho důvodu, že oběžná dráha družice v tomto místě se rovná jednomu pozemskému dni. To umožňuje družici být zacílena na jedno místo na povrchu Země.

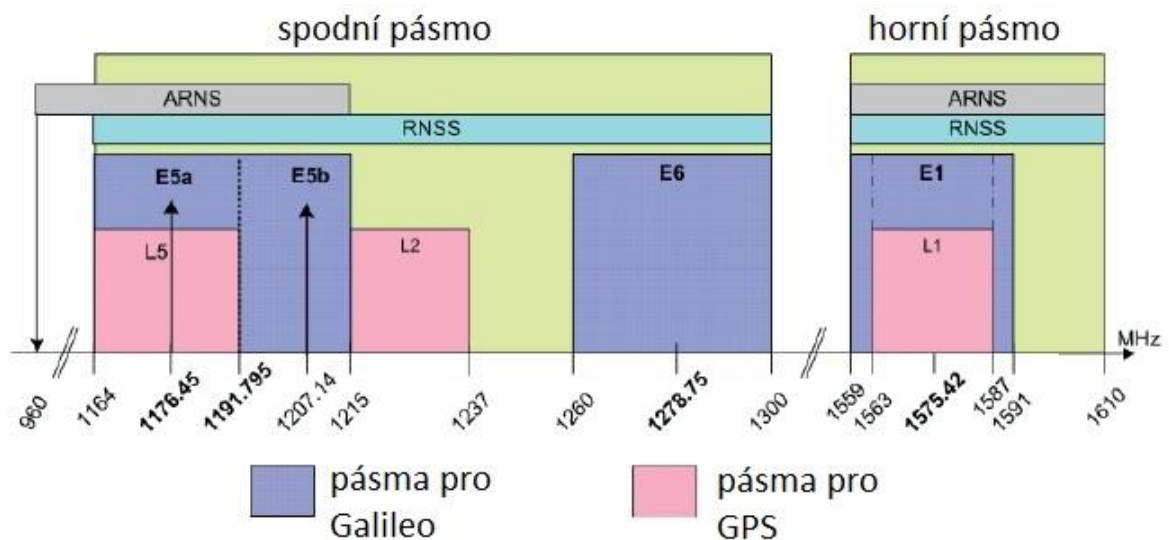
MEO se skládá ze třiceti satelitů ve Walkerově konstelaci ve třech oběžných rovinách se sklonem 56° k rovině rovníku [2]. Každá rovina obsahuje devět aktivních satelitů, které budou v oběžné rovině rovnoměrně rozloženy po 40° , a jeden neaktivní rezervní satelit, který bude v případě selhání schopen nahradit libovolný satelit. Výška oběžné dráhy bude 23 222 km. Satelity vždy po deseti dnech zopakují stejné rozmístění kolem Země. Během těchto deseti dnů satelity sedmnáctkrát oběhnou zemi. K tomu jim sekundují tři satelity umístěné na geostacionární oběžné ráze.

GEO obsahuje 3 satelity umístěné do těchto lokalit [3]:

- **Inmarsat III** – $15,5^\circ$ západní délky (AOR-E) a $25,0^\circ$ východní délky (F5)
- **ESA Artemis** – $21,5^\circ$ východní délky

Systém Galileo pracuje v těchto frekvenčních pásmech:

- 1 164 MHz – 1 215 MHz
- 1 260 MHz – 1 300 MHz
- 1 559 MHz – 1 591 MHz



Obr. 1 – Porovnání frekvencí systémů Galileo a GPS [4]

2.3. Komponenty systému Galileo

Systém Galileo bude složen ze složky globální, regionální a více lokálních složek [2]:

- **Globální složka** – Globální složka systému Galileo se skládá z vesmírného a pozemního segmentu
 - **Vesmírný segment** – Tvoří jej samotné satelity obíhající na oběžných drahách MEO a GEO.
 - **Pozemní segment** - Jádrem pozemního segmentu tvoří dvě řídicí centra. Každé z těchto řídicích center má za úkol kontrolovat a řídit funkce, které jsou podporovány specializovaným pozemním kontrolním systémem (Ground Control System, GSC) a dále kontrolovat a řídit letecké funkce, které jsou podporovány specializovaným pozemním leteckým segmentem (Ground Mission Segment, GMS). GSC má za úkol údržbu polohy družic, GMS se stará o kontrolu navigační funkce celého navigačního systému. GSC využívá globální síť pěti TTC stanic ke komunikaci s každým jednotlivým satelitem.
- **Regionální složka** - Regionální složka je tvořena z několika Externích Regionálních Integrovaných Systémů (External Region Integrity Systems, ERIS). ERIS jsou vytvořeny, spravovány a provozovány soukromými společnostmi, případně státy a skupinami států mimo EU. Úkolem ERIS systémů je zajišťovat

hlášení o integritě systému nezávisle na hlášení systému GALILEO. Tím by mělo být dosaženo uspokojení požadavků na garanci systémů jednotlivých států a subjektů.

- **Lokální složky** - Lokální složky slouží pro zkvalitnění lokálního příjmu signálu GALILEO. Typickým příkladem jsou místa a oblasti, kde je příjem signálu z družic z různých důvodů problematický. Lokální složky by měly být vytvořeny, spravovány a provozovány soukromými společnostmi.

3. Nositelné antény

Nositelné (tzv. wearable) antény jsou takové antény, které jsou navrženy a konstruovány tak, aby správně fungovaly v bezprostřední blízkosti lidského těla [5] (tělo totiž funguje jako ztrátový materiál) a zároveň byly co nejmenší. V dnešní době je na nositelné antény zaměřena pozornost kvůli možnosti jejich implementace do oděvu pomocí elektricky vodivých vláken nebo přišitím vodivé destičky na textilním nevodivém podkladu. Všitá vlákna vždy vedou na anizotropní model, kde vodivost je silně závislá na směru proudu v daném vzoru, jeho geometrii a hustotě vláken [6]. Do nositelných antén lze zařadit i takové antény, které nejsou tvořeny tkaninou. Příklad můžeme vidět u dnes za rozvíjející tzv. nositelné elektroniky.

Vyjmenujme nejvýznamnější oblasti uplatnění nositelných antén a pár jejich příkladů:

- **Záchranářské a lokalizační aplikace** – anténa integrovaná do člunu nebo do záchranné vesty pro lokaci trosečníků [7], [8]



Obr. 2 – Záchranářská vesta s integrovaným lokalizačním systémem [9]

- **Lékařské aplikace** – oblek s implementovanými senzory pro sběr životních údajů a jejich následné zaslání na vyhodnocení [10]
- **Nositelná elektronika** – „chytré brýle“, „chytré hodinky“ apod., veškerá elektronická zařízení, která jsou navržena pro správnou komunikaci v bezprostřední blízkosti lidského těla
- **Identifikační aplikace** – RFID (např. závodníci probíhající bránou pro započtení času)

Při návrhu nositelné antény (z textilních vláken), se musí uvažovat i o možném zakřivení plochy antény (např. kolem paže) a tím její možná degradace [11]. Záleží také na jejím umístění (anténa bude pracovat jinak, pokud bude připevněna na zápěstí nebo na hrudi člověka) a pokud není izotropní, může se zhoršit příjem signálu nevhodným umístěním. Z tohoto důvodu, pro dosažení vhodného řešení integrace antény do oděvu, se nositelné antény vyrábějí jako planární, tzv. patche.

Dielektrická konstanta u tkanin je mnohem menší než u běžně používaných materiálů, z tohoto důvodu jsou textilní antény obecně větší než obyčejné netextilní. Další nevýhodou je možné přetrhnutí vláken při velké námaze, voděodolnost (oděv se musí prát) a nesmí mít velkou hmotnost.

4. Základní anténní parametry

4.1 Rezonanční frekvence

Frekvence, na jaké bude anténa přijímat a vysílat elektromagnetickou energii. Každá anténa má jiný způsob výpočtů své rezonanční frekvence. Princip výpočtu antény zpracované v této práci se nachází v kapitole č. 8.2.

4.2 Útlum odrazů

Útlum odrazů (anglicky Return Loss) vyjadřuje množství energie odražené od antény zpátky ke zdroji v důsledky impedančního nepřizpůsobení. Je to poměr vlny odražené k vlně dopadající na anténu.

$$RL = \Gamma_{dB} = -20 \log |\Gamma| \quad (4.1)$$

$$\Gamma = \frac{V^-}{V^+} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (4.2)$$

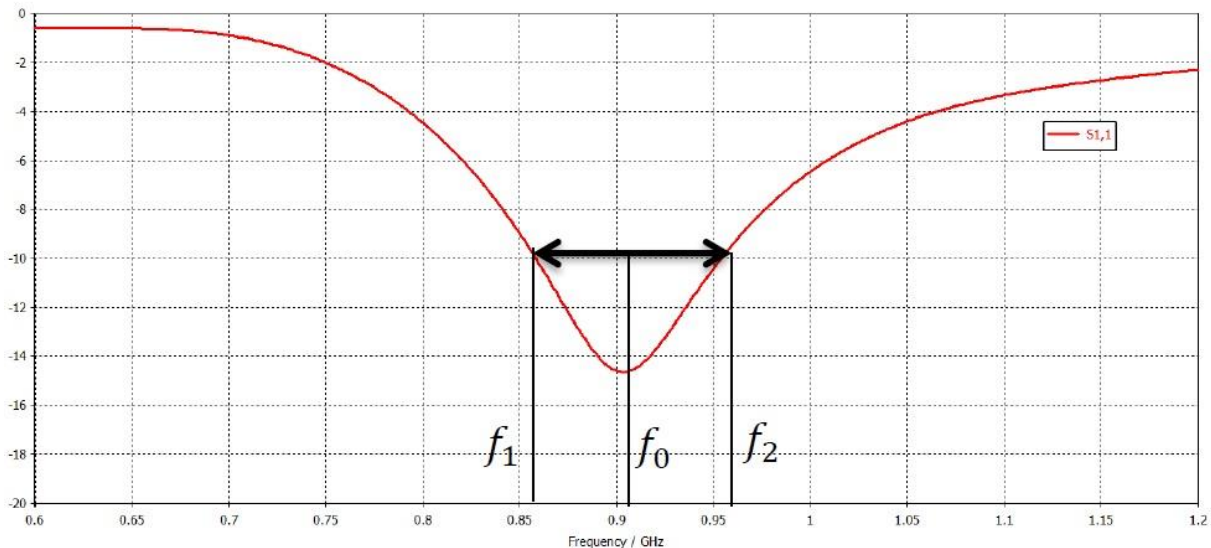
4.3 Poměr stojatých vln

Poměr stojatých vln (anglicky Voltage Standing Wave Ratio) vychází z modulu koeficientu odrazu. Pokud není anténa přizpůsobena, část dopadající energie se odrazí zpět, kde interaguje s vlnou dopadající a vyprodukuje stojaté vlnění.

$$PSV = VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.3)$$

4.4 Šířka pásma

Šířku pásma lze definovat jako rozsah frekvencí, na kterých se přizpůsobení nachází pod definovanou hodnotou. Nejčastěji se u antén používá přizpůsobení lepší (nižší) než $PSV = 2$.



Obr. 3 – Princip určení šířky pásma [12]

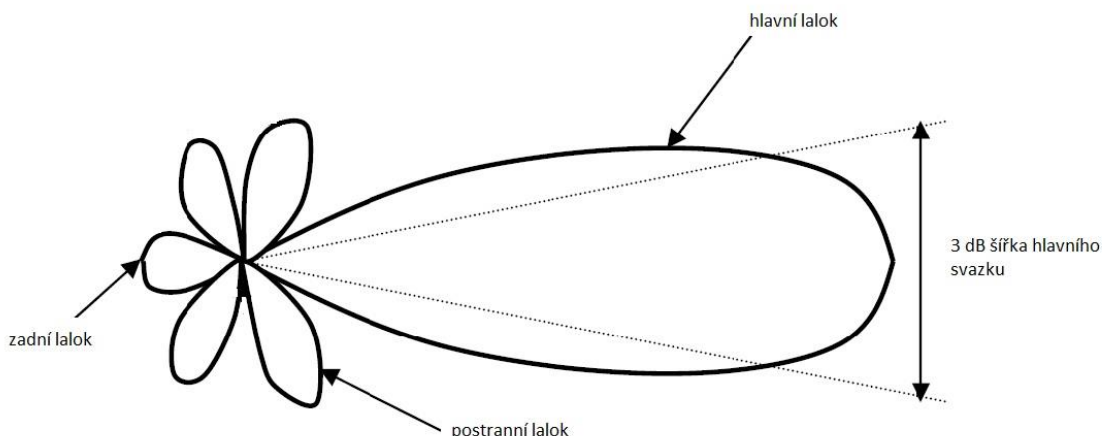
Šířka pásma je většinou uváděna jako poměr k rezonanční frekvenci:

$$BW = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (4.4)$$

4.5. Směrová a vyzařovací charakteristika

Vyzařovací charakteristika popisuje energii vyzářeného pole anténou v závislosti na prostorových souřadnicích, zatímco směrová charakteristika se používá u přijímacích antén [13]. Dá se říct, že se jedná o stejnou veličinu popisující směrové vlastnosti antény.

- **Výkonová směrová charakteristika** – zobrazení komplexní intenzity elektrického pole (amplitudy a fáze) včetně polarizace
- **Směrová (napět'ová) charakteristika** – zobrazení intenzity pole



Obr. 4 – Příklad vyzařovací charakteristiky

4.6. Polarizace

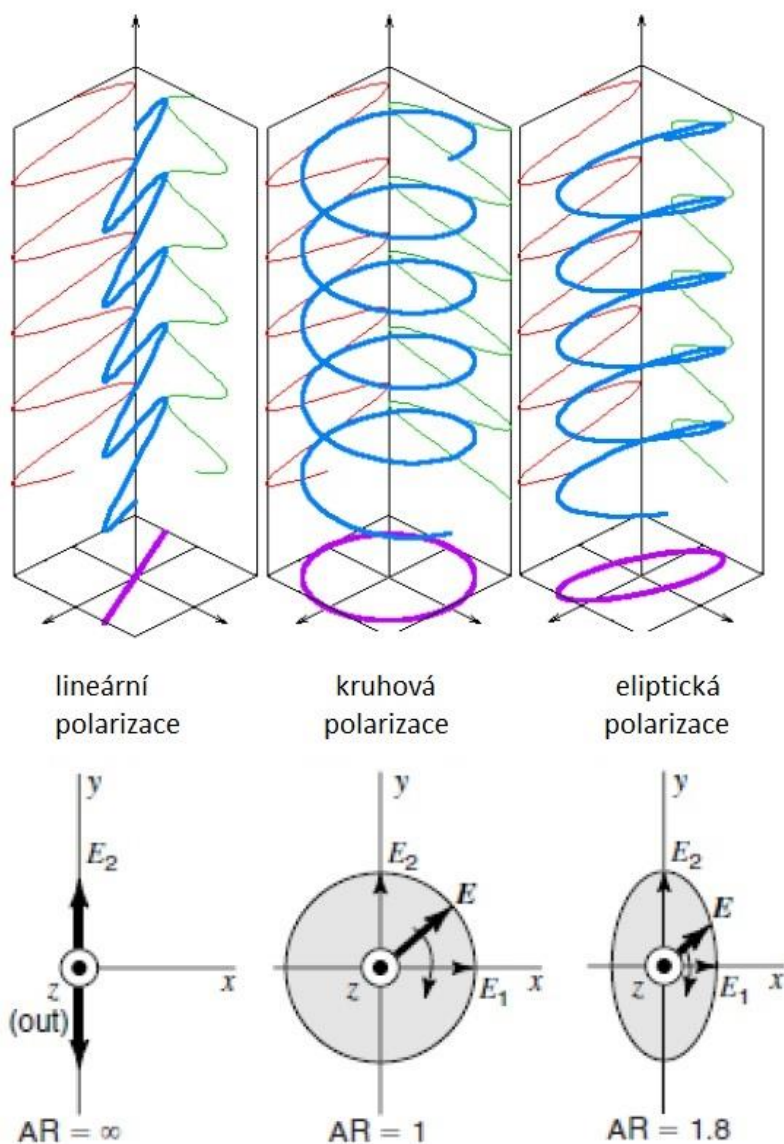
Polarizace popisuje, jak je u vlnění orientován vektor intenzity elektrického pole. Při šíření vlny ve volném prostředí může existovat polarizace lineární nebo eliptická. Vlna je lineárně polarizovaná, když vektor \mathbf{E} má během celé periody stále stejný směr. Znáznorníme-li vektor okamžité hodnoty intenzity šipkou, pak její délka se mění během půlperiody od nuly do maxima a zpět, během druhé půlperiody se opakuje totéž s opačnou orientací. Koncový bod se pohybuje po úsečce.

V této práci bude snaha dosáhnout na co možno nejlepší kruhovou polarizaci. Jak toho dosáhnout je důkladněji rozebráno v kapitole č. 5.

4.7. Směrnost

Směrnost D je poměr intenzity vyzařování U v daném směru k intenzitě vyzařování referenční antény [13].

$$D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{vyz}} \quad (4.5)$$



Obr. 5 – Druhy polarizace vln [12]

4.8. Zisk

Anténní zisk je definován jako poměr vysílaného výkonu k výkonu dodávanému na vstup antény. Zisk v sobě zahrnuje ještě účinnost, která je závislá na ztrátách na anténě, odrazech atd.

5. Principy vybuzení kruhové polarizace u patchových antén

Vybuzení kruhové polarizace je v této práci jednou z podmínek návrhu. V této kapitole bude dále uvedeno několik způsobů, jak ji lze dosáhnout.

5.1. Podmínky kruhové polarizace

5.1.1 Kruhová a eliptická polarizace

Je-li postupující vlna elipticky polarizovaná, její vektor intenzity elektrického pole během periody mění svůj směr. Šipka, znázorňující okamžitou hodnotu intenzity pole se během periody otáčí a současně mění svou délku tak, že její koncový bod se pohybuje po elipse. Tu oběhne právě za jednu periodu. Ve zvláštním případě může se koncový bod pohybovat po kružnici (kruhová polarizace). Eliptická (kruhová) polarizace může být pravotočivá nebo levotočivá. Smysl otáčení se posuzuje při pohledu ve směru šíření. Elipticky polarizovanou vlnu lze považovat za superpozici dvou koherentních lineárně polarizovaných vln, jejichž vektory \mathbf{E} kmitají v různých směrech a s určitým nenulovým vzájemným posuvem.

5.1.2 Osový poměr

Jedním z důležitých parametrů při návrhu kruhové polarizace je osový poměr (AR) reprezentující poměr dvou ortogonálních složek \mathbf{E} stejné amplitudy a rozdílné fáze.

Jeho velikost závisí na poměru hlavní a vedlejší osy elipsy

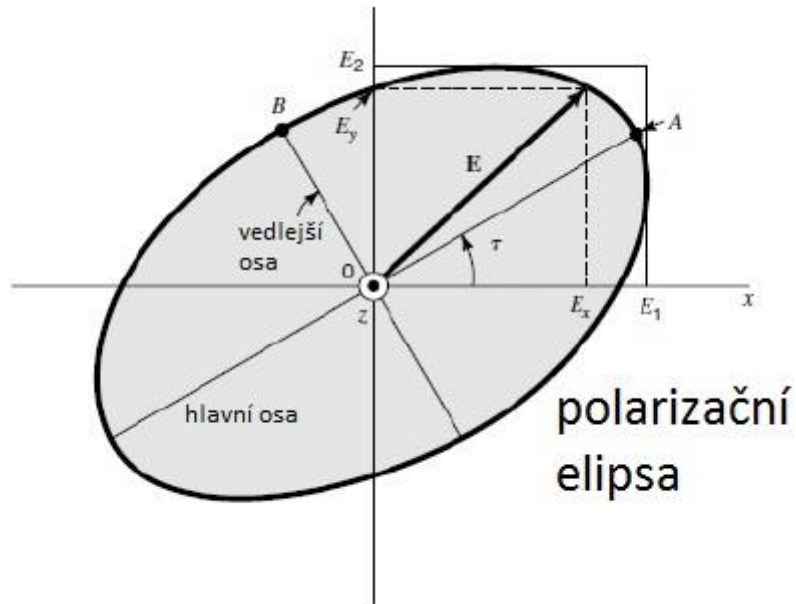
$$AR = \frac{A}{B} \quad (5.1)$$

nebo

$$AR = 10^{\frac{P_{max} - P_{min}}{20}} \quad (5.2)$$

- **Kruhová polarizace** – dokonalá kruhová polarizace má osový poměr roven 1 (0 dB), při stejné amplitudě ortogonálních složek.

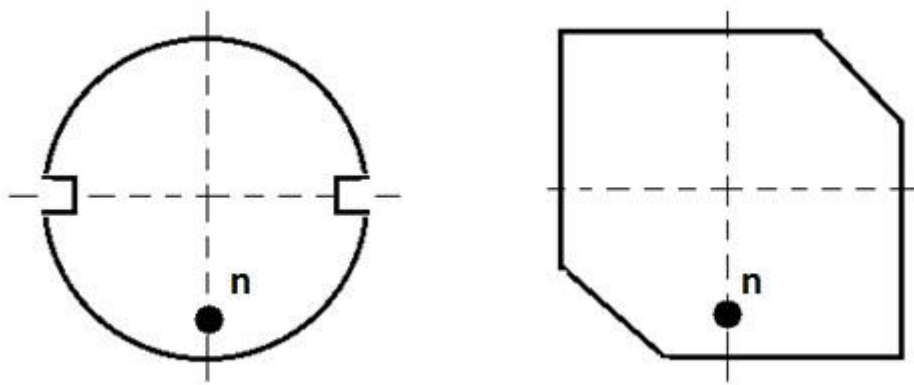
- **Eliptická polarizace** – její osový poměr se nachází mezi 1 a ∞ ($1 \leq AR \leq \infty$).
- **Lineární polarizace** – poměr této polarizace je roven ∞ .



Obr. 6 - Výpočet velikosti osového poměru [12]

5.2. Jednobodově napájené antény

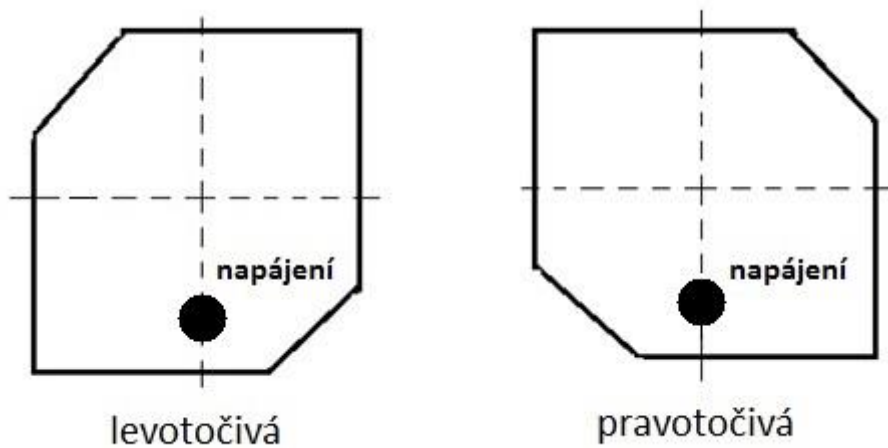
Jednobodově napájený patch schopný produkce kruhové polarizace je žádán tam, kde je obtížné z hlediska návrhu použít dvoubodové napájení s příslušným děličem. Protože s jednobodovým napájením patch produkuje pouze lineární polarizaci, je potřeba vybudit dva ortogonální módy se stejnou amplitudou a vzájemným fázovým posunem 90° . Toho lze dosáhnout vhodnou úpravou tvaru patche s ohledem na napájení [14].



Obr. 7 - Úprava patche s jednobodovým napájením [14]

5.2.1 Čtvercový patch

V závislosti na vzájemné pozici napájení a rohů, které budou upraveny, lze měnit směr kruhové polarizace



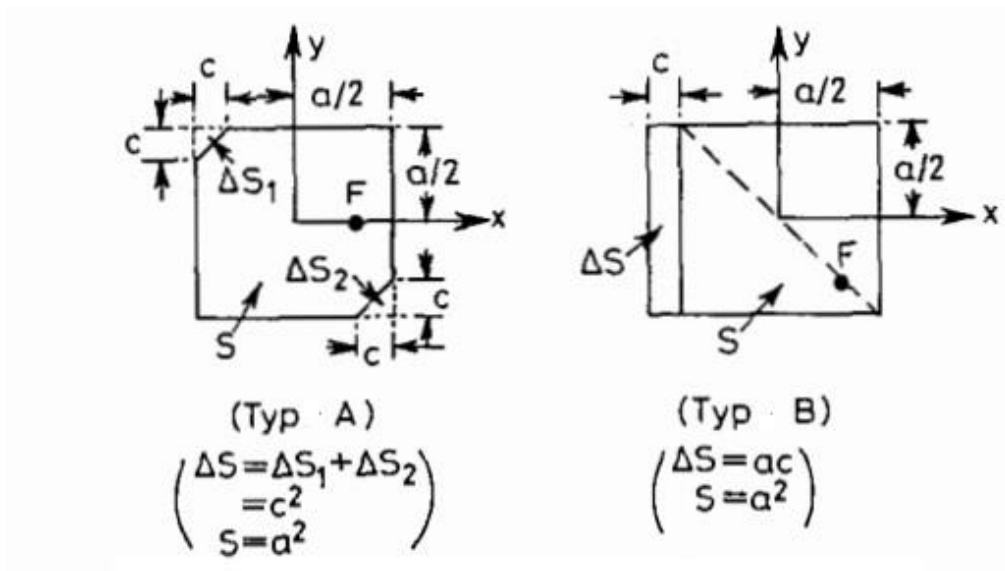
Obr. 8 - Směr kruhové polarizace v závislosti na umístění seříznutí [14]

Leží-li napájecí bod na jedné z hlavních os, lze velikost seříznutí určit jako

$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{1}{2Q} \quad (5.3)$$

Umístí-li se však napájecí bod na diagonálu, určení velikosti seřiznutí se změní

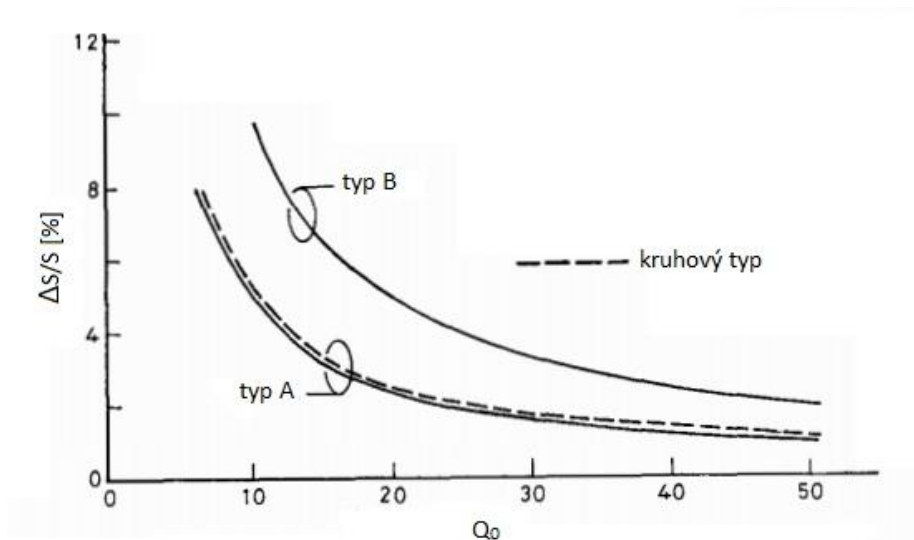
$$\frac{\Delta S}{S} = \frac{1}{Q} \quad (5.4)$$



Obr. 9 - Umístění napájecího bodu u čtvercového patche [15]

Činitel jakosti lze určit z relativní velikosti šířky pásma pro dané PSV

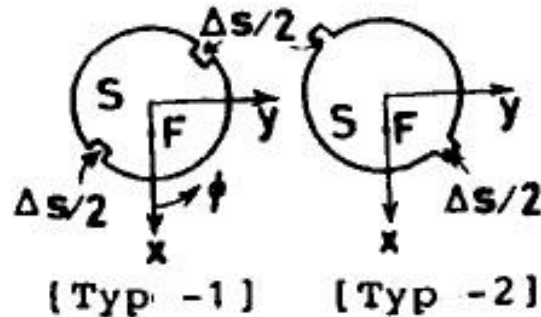
$$Q = \frac{PSV - 1}{BW \cdot \sqrt{PSV}} \quad (5.5)$$



Obr. 10 - Poměr velikosti Q a velikostí seřiznutí [15]

5.2.2 Kruhový patch

Kruhový patch nabízí dvě možné úpravy, jakými lze vybudit kruhovou polarizaci. První je (stejně jako u čtvercového patche) odstraněním plochy patche na vhodném místě o vhodné velikosti, druhý způsob je opačný. Přidáním plochy (o stejné velikosti, která by se odebrala v prvním případě) na vhodná místa na obvodu antény.



Obr. 11 - Způsob vybudění kruhové polarizace u kruhového patche [14]

Velikost této plochy lze určit jako

$$\left| \frac{\Delta S}{S} \right| = \frac{1}{\chi_{nm} \cdot Q} \quad (5.6)$$

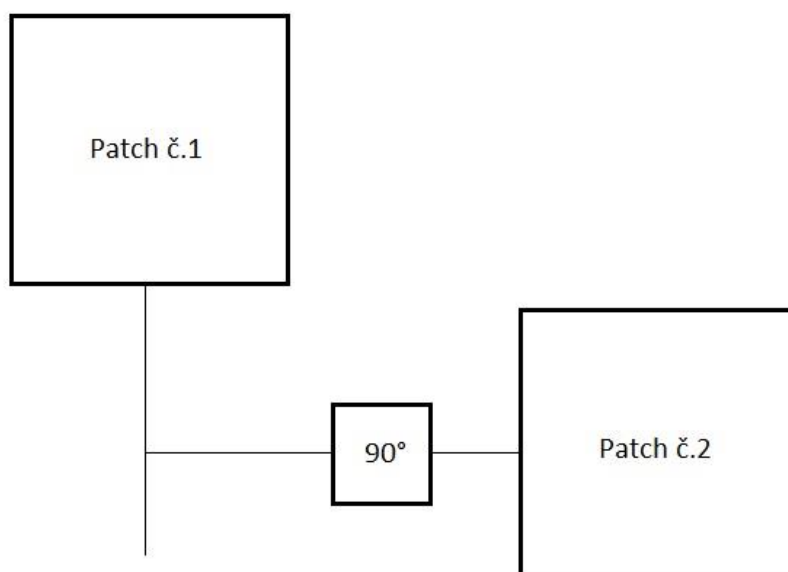
Kde za χ_{nm} se doplní z tabulky [9] hodnota reprezentující daný mód TM

mód (n,m)	0,1	1,1	2,1	0,2	3,1	4,1	1,2
velikost	0	1,84118	3,05424	3,83171	4,20119	5,317	5,331

Tab. 1 - Velikost χ_{nm} pro daný mód TM

5.2.3 Soustava lineárně polarizovaných patchů

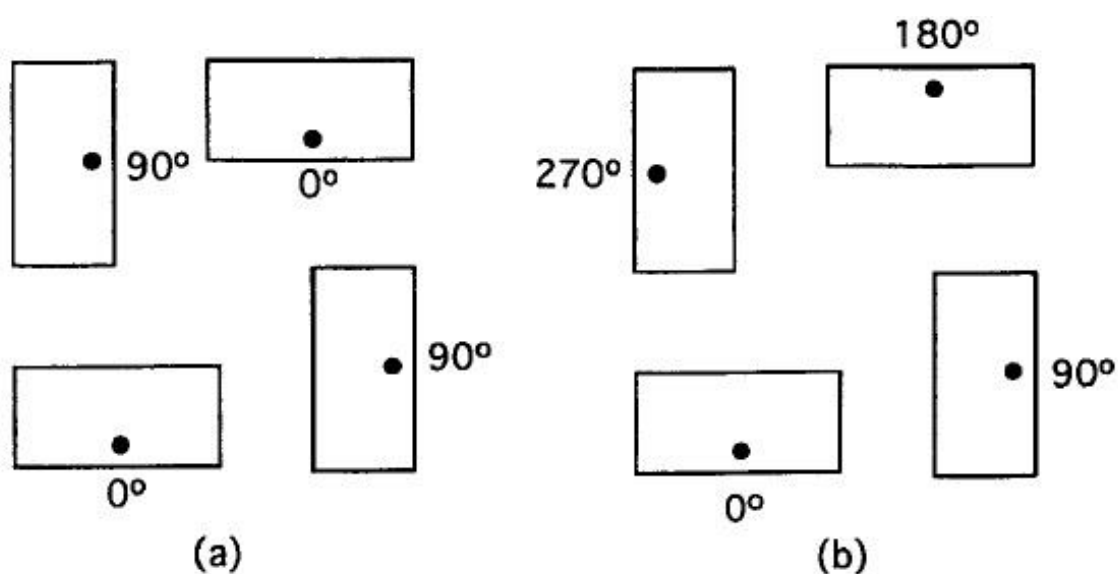
Dva lineárně polarizované patche mohou být ortogonálně seřazeny jako na obr. 12, s fázovým posunem 90° v napájení jednoho z nich.



Obr. 12 - Dvojice lineárních patchů pro kruhovou polarizaci [14]

Nevýhodou zapojení z obr. 12 jsou větší prostorové nároky a rychlá degradace kruhové polarizace v důsledku rozdílné vlnové délky (a tím nepřizpůsobením $\lambda/4$ posunu fáze) mimo rezonanční frekvenci.

Malou šířku pásma osového poměru lze podle [16] vylepšit zapojením uvedeném v obr. 13.

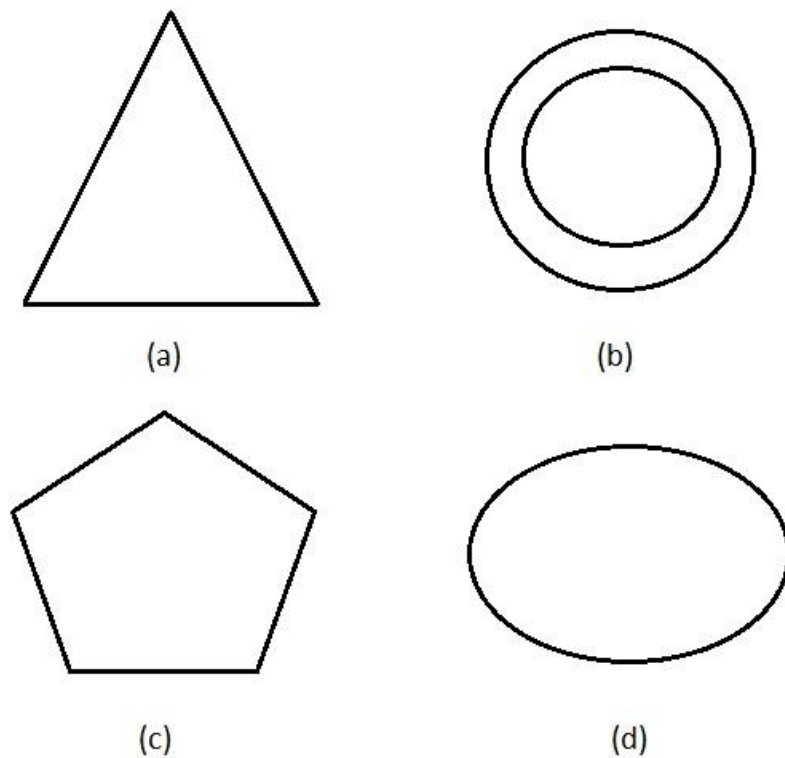


Obr. 13 - Zapojení pro širokopásmový osový poměr [10]

Zatímco zapojení a) v obr. 13 je úzkopásmovější (ale širokopásmovější než zapojení v obr. 12), zapojení dle b) nabízí velmi širokou šířku pásma s dobrým osovým poměrem.

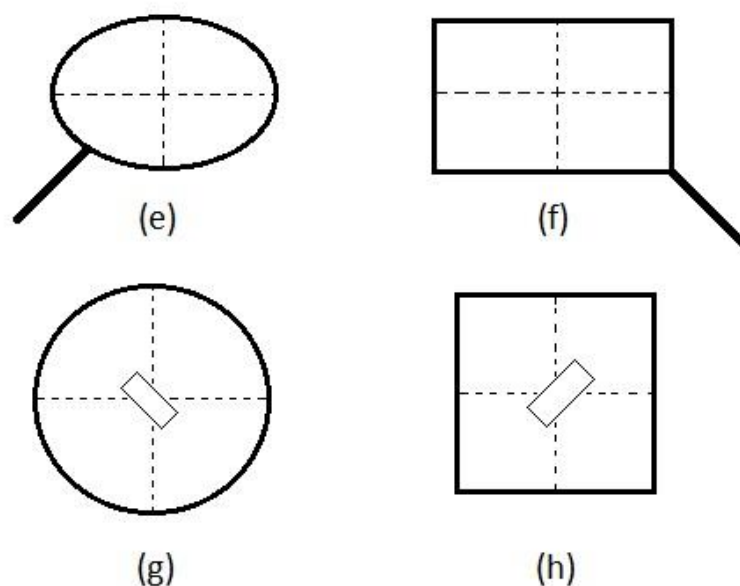
5.2.4 Další tvary

Méně používané, ale kruhovou polarizaci také podporující, tvary patchových antén (s vhodným napájením nebo s tvarovými úpravami) jsou zobrazeny na obr. 14. a obr. 15



Obr. 14 - Nestandardní patche pro kruhovou polarizaci [14]

- (a) trojúhelníkový, (b) prstencový, (c) pětiúhelníkový, (d) eliptický patch



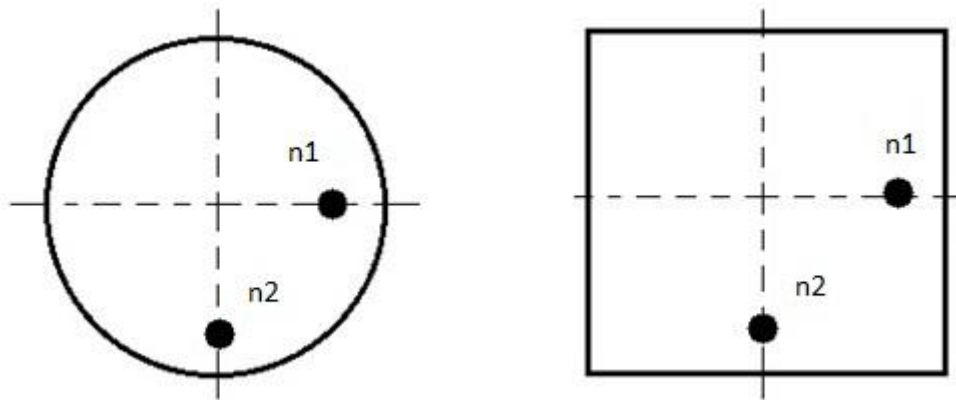
Obr. 15 - Další nestandardní patche pro kruhovou polarizaci [14]

- (e) eliptický a (f) obdélníkový patch s bočním napájením, (g) kruhový a (h) čtvercový patch se štěrbinou

Problém u jednobodově napájených patchů je jejich nízká šířka pásma pro kruhovou polarizaci. Relativní šířka pásma s osovým poměrem menší než 3 dB je v jejich případě velká pouze několik jednotek procent. Toto lze obejít např. vyříznutím štěrbinou do povrchu patche sestavením více patchů do anténní řady nebo složit anténu z několika centrických prstenců s vhodným typem napájení.

5.3. Dvoubodově napájené antény

Pomocí napájení ze dvou zdrojů vzájemně fázově posunutých o 90° lze dosáhnout kruhové polarizace bez dalších úprav tvaru antény. Vhodné děliče, dělicí výkon na dvě stejné části, vzájemně fázově posunuté o 90° , jsou prodiskutovány v kapitole č. 7.



Obr. 16 - Patche s dvoubodovým napájením [14]

Pro dobrý osový poměr je potřeba minimalizovat vzájemnou vazbu mezi jednotlivými napájecími body n_1 a n_2 .

Díky dvoubodovému fázově posunutému napájení lze dosáhnout mnohem větší šířky pásma (jak z hlediska PSV tak i osového poměru) než u jednobodově napájených antén. Zároveň díky modifikacím tvaru patche (např. pomocí štěrbin) lze dosáhnout šířky pásma až na velikost několika stovek MHz [17].

6. Analýza publikovaných nositelných antén

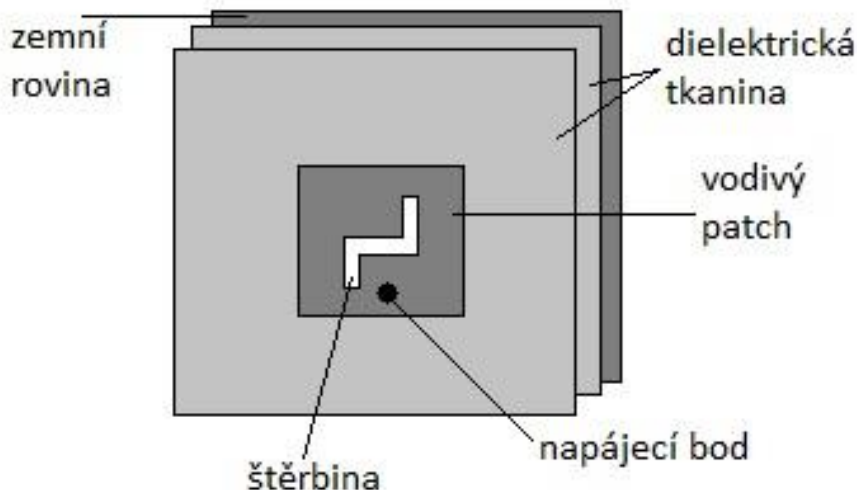
Hlavní zaměření této kapitoly bude analýza publikovaných antén zaměřených na příjem GNSS signálu. Provede se porovnání jednotlivých parametrů (hlavně dosažitelná šířka pásma kruhové polarizace) se závěrečným shrnutím a výběrem potenciální struktury navrhované antény. Snaha bude najít anténu dost širokopásmovou, aby dokázala pokrýt frekvence v rozsahu ideálně 1 164 – 1 591 MHz.

6.1. Použitelnost vodivých tkanin pro výrobu antén

Tento článek se zaměřil na porovnání ověření různých druhů vodivých tkanin [18]. Předmětem bylo, zda-li jsou vodivé textilie vhodné pro kruhově polarizované antény. Pro ověření se použil jednobodově napájený čtvercový patch se seříznutím okrajů pro vybuzení pravotočivé kruhové polarizace. Velikost antény je 88 x 88 mm se zemní rovinou o velikosti 130 x 130 mm. Anténu se podařilo přizpůsobit na frekvenci 1 570 MHz s relativní šířkou pásma kolem 6%, což činí $BW \approx 100$ MHz. Velikost šířky pásma pro osový poměr se neuvádí, lze ale předpokládat, že bude roven několika jednotkám procent.

6.2. Textilní čtvercový patch se štěrbinou

Ve článku [19] uvádí příklad čtvercového patche tvořeného nízkoztrátovou anizotropní tkaninou. Pro správnou funkci antény bylo na sebe položeno několik těchto vrstev, včetně zemní roviny. Tímto krokem se dosáhlo dostatečné mechanické odolnosti dovolující anténu ohýbat.



Obr. 17 - Textilní patch se štěrbinou [19]

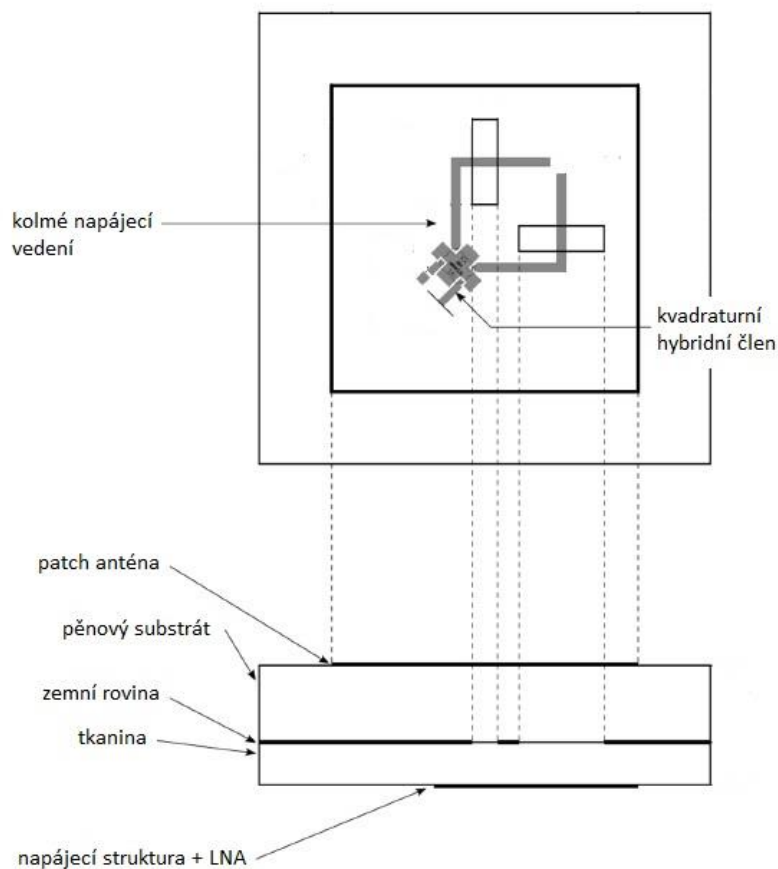
Rozměry patche jsou 65 x 65 mm s celkovou tloušťkou antény 3 mm.

Útlum odrazů (S_{11}) u této antény dosahuje kolem 80 MHz. Osový poměr menší než 3 dB má v tomto případě šířku pásma kolem 40 MHz (relativní šířka BW $\approx 3\%$).

Velikost šířky pásma potvrzuje tvrzení z kap. 5.2.4, kdy se i pomocí vytvořením štěrbinou dosáhlo maximálně na osový poměr v rozsahu několika desítek MHz.

6.3. Nositelná aktivní anténa pro GPS aplikace

Aktivní, nositelná patch anténa byla vyrobena pomocí pěnového a tkaninového substrátu s vodiči vyleptanými do tenkého filmu z polyimidu [20]. Díky využití LNA se podařilo dosáhnout 3 dB osového poměru v šířce pásma přes 183 MHz. Nestandardní u této antény je také navázání energie z LNA do samotného patche. Využito bylo vložení zemní roviny se dvěma vhodně umístěnými štěrbinami, které umožnily vybuzení kruhové polarizace ve vlastním patchi. Použit byl totiž kvadraturní hybridní člen, jehož ramena mají vzájemný fázový posuv 90° (více v kap. 7).



Obr. 18 - Schéma textilního patche s LNA [20]

- vyvedené 50Ω úseky vedení z LNA vyzářují přes štěrby do patche, kde se vybudí kruhová polarizace (podobný princip jako u dvoubodového napájení (kap. 5.3)).

Díky využití aktivního prvku a dvoubodovému buzení kruhové polarizace se dokázala anténa přizpůsobit v impedanční šířce pásma kolem 340 MHz a s 3 dB osovým poměrem v šířce pásma kolem 183 MHz. Ukázalo se, že s dvojitým napájením patche se u textilních antén dá dosáhnout mnohem větších šířek pásma než v případě jednobodového napájení.

Anténa navrhovaná v této práci by však neměla být aktivní. Lze tedy předpokládat určité změny v šířce pásma pro pasivní zapojení. Autorům se totiž nepodařilo přizpůsobit napájení ve spodním pásmu navrženého patche a při pasivním zapojení antény došlo k přeladění jeho rezonanční frekvence mimo nepřizpůsobení napájení. Z toho lze vyvodit, že přizpůsobené napájení má vliv na správnou funkci antény při dvou napájecích bodech.

6.4. Textilní čtvercový patch pro GPS

Pro vybuzení kruhové polarizace byl použit obdélníkový patch se zaříznutím okrajů (viz. kap. 5.2.1) [21]. Velikost 3 dB osového poměru dosahuje u této antény přes 30 MHz. Lze vidět, že i jednoduše navržený patch lze využít jako nositelnou anténu pro příjem GNSS signálu.

6.5. Využitelnost publikovaných dat

Antény tvořené textilními tkaninami mají jisté nedostatky. Relativní permitivita tkanin je mnohem menší než běžně používaných materiálů pro výrobu antén. Z tohoto důvodu jsou textilní antény většinou větší než obyčejné, nenositelné antény [22]. Nehledě na to, že jejich ohýbání (např. při upevnění kolem paže) může způsobit změnu ve funkčnosti.

Z dostupných publikací dosáhly zkoumané antény vhodné šířky pásma pouze v desítkách MHz. V tom případě by výsledná anténa musela být složena z několika antén s rozdílnými rezonančními frekvencemi, kde by každá pokrývala jiné pásmo. Výjimku tvoří anténa se štěrbinami v zemní rovině (kap. 6.3). I zde by se ale muselo uvažovat o využití nejméně dvou antén, z nichž by každá musela mít vlastní dělič výkonu.

Je třeba se pokusit najít jinou strukturu, navrženou i jako nenositelnou, která by splňovala požadované podmínky přizpůsobení a šířky pásma pro osový poměr a poté ověřit, zda-li je schopná správně pracovat i jako nositelná v blízkosti lidského těla.

V tab. 2 jsou vypsány publikované fyzické a naměřené či simulované parametry jednotlivých řešení.

kapitola uvedení antény	6.1	6.4	6.2	6.3
BW [%]	6	9,52	6	21,25
BW 3dB osového poměru [%]	1	2	3	11,5
rozměry patche [mm]	88x88	83,5x78,8	65x65	70,85x70,85
rozměry zemní roviny [mm]	133x133	neuveďeno	neuveďeno	100x100
buzení kruhové polarizace	seříznutí rohů		štěrbina v patchi	štěrbinově vázané dvojitě napájení

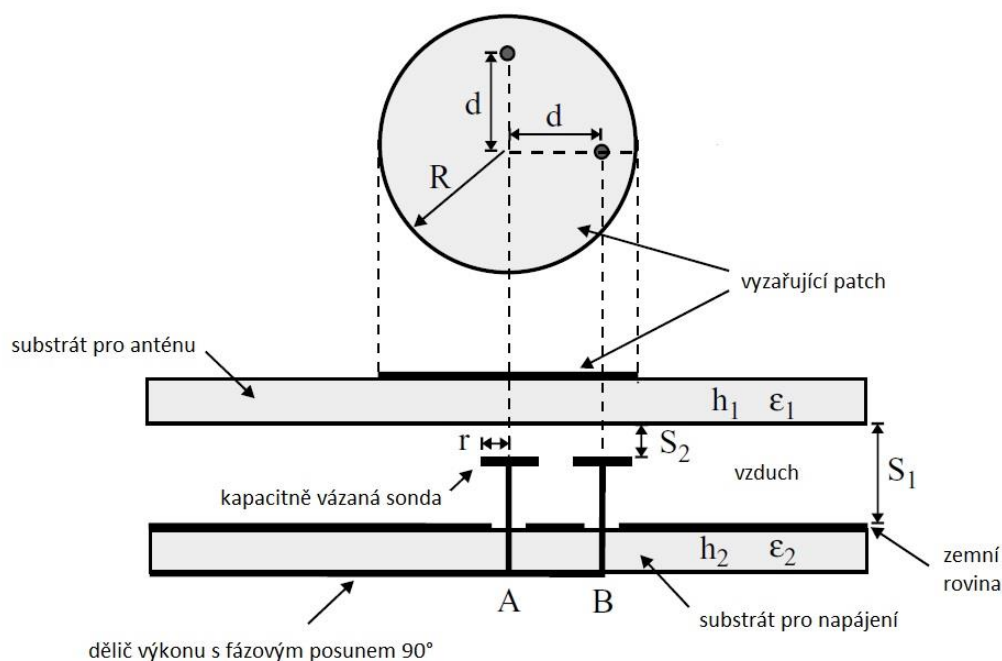
Tab. 2 - Srovnání publikovaných parametrů textilních antén

6.6. Širokopásmové antény s kruhovou polarizací

Wong [17] ve své publikaci uvádí souhrn několik širokopásmových kruhově polarizovaných patch antén, pracujících v pásmu blízkém potřebám práce. Byly vybrány a prozkoumány dvě nejvhodnější struktury.

6.6.1 Kruhový patch s dvoubodovým kapacitně navázaným napájením

Díky dvěma kapacitně vázaným napájecím sondám, společně se vzduchovým substrátem, lze dosáhnout širokopásmového impedančního přizpůsobení i osového poměru.



Obr. 19 - Kruhový patch s kapacitně vázanými sondami [17]

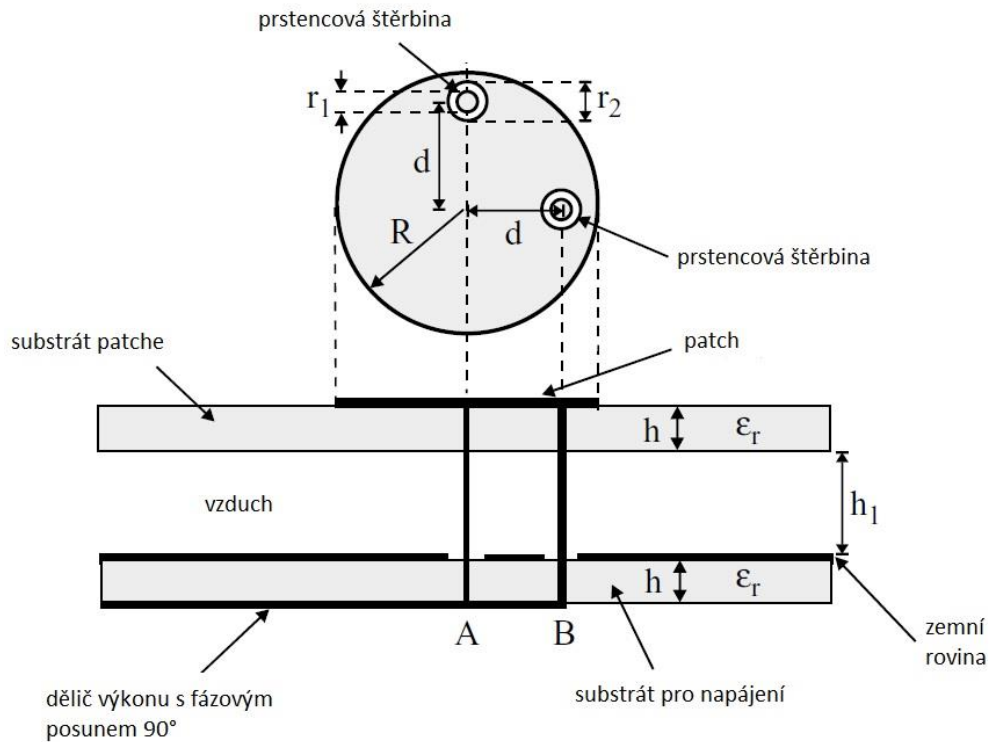
Vyladěním velikosti S_2 se dosáhne ideálního impedančního přizpůsobení, zatímco vhodným nastavením velikosti S_1 se dosáhne ideální šířky pásma kruhové polarizace.

Výsledná šířka pásma 3 dB osového poměru činí 635 MHz se střední návrhovou frekvencí 1 843 MHz, což činí velikost relativní šířky pásma kolem 35%.

Požadovaná relativní šířka pásma pro navrhovanou anténu činí kolem 31%. Proto by tato struktura mohla být potenciálně využita pro požadovaný návrh.

6.6.2 Kruhový patch s navázanými štěrbiny

Ortogonálně umístěné navázané štěrbiny umožňují potlačení indukčnosti způsobenou napájecími sondami vedoucí od napájení přes vzduchový substrát do patche.



Obr. 20 - Kruhový patch s prstencovými štěrbiny [17]

Se střední frekvencí 2200 MHz činí naměřená šířka pásma impedančního přizpůsobení 1312 MHz ($\approx 65\%$) a v jejích mezích leží 3 dB úroveň osového poměru rovnající se 930 MHz ($\approx 46\%$).

Tato struktura se zdá být přijatelnější než předcházející. Nejen kvůli lepší širokopásmovosti, ale také kvůli vyvedení napájecích sond. Zatímco u první verze napájecí sondy tvoří kapacitní terčíky končící před samotným patchem, u této verze jsou spojeny s patchem a zdají se odolnější vůči deformacím. Anténu bude muset tvořit vzduchový substrát (přístupná mezera mezi zemí a patchem) a může se stát, že by se kapacitní terčíky ohnuly (např. při realizaci) a změnila by funkčnost celé antény.

6.6.3 Porovnání parametrů vybraných netextilních antén

Zcela jasnou nevýhodou vybraných netextilních antén je potřebná velikost výšky substrátu h , která činí v obou případech 12,8 mm. Z pohledu šířky pásma 3 dB osového poměru nemůžou textilní antény netextilním konkurovat. Je to hlavně díky velikosti vzduchového substrátu, který značně zvyšuje širokopásmovost.

kapitola uvedení antény	6.6.1	6.6.2
BW [%]	42,7	65
BW 3dB osového poměru [%]	35	46
poloměr patche [mm]	28,75	26,25
rozměry zemní roviny [mm]	100x100	100x100
buzení kruhové polarizace	dvojice kapacitně vázaných sond	dvojice vázaných štěrbin

Tab. 3 - Srovnání parametrů vybraných netextilních antén

Vybranou strukturu tedy činí dvojitě napájený kruhový patch na vzduchovém substrátu s prstencovými štěrbinami. Bude potřeba navrhnout potřebné napájení (kap. 7) spolu s vlastním kruhovým patchem (kap. 8).

7. Napájení

Pro napájení vybrané struktury bude potřeba vybrat vhodný dělič, který rozdělí výkon dodávaný do antény na dvě poloviny (3 dB), ale také udrží stabilní fázový rozdíl 90° v celé šířce pásma.

Možných řešení je hned několik, jako nejvhodnější však byly vybrány:

- kompenzovaný Wilkinsonův dělič s přidaným úsekem vedení
- třípříčkový vazební člen

Oba dva tyto děliče byly navrženy a porovnány v programu AWR Microwave Office s těmito parametry

- substrát Rogers 4003C; $h = 0,508$ mm; $\epsilon_r = 3,38$
- tloušťka pokovení $t = 17$ μm
- návrhová frekvence $f = 1,38$ GHz

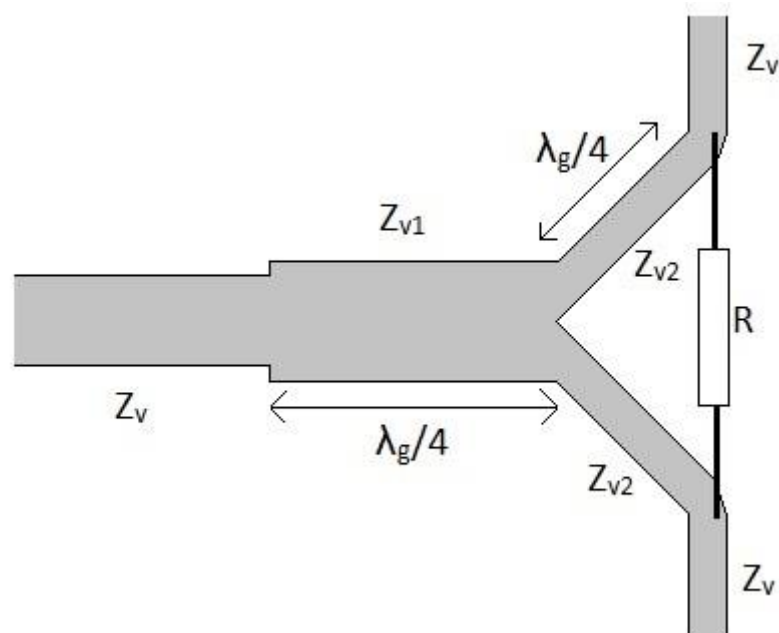
7.1. Kompenzovaný Wilkinsonův dělič

Wilkinsonův dělič pouze rozdělí signál na dvě poloviny. Pro fázový posun 90° je potřeba doplnit jedno rameno $\lambda/4$ dlouhým úsekem vedení.



Obr. 21 - Schéma kompenzovaného Wilkinsonova děliče s $\lambda/4$ úsekem vedení

7.1.1 Výpočet hodnot kompenzovaného Wilkinsonova děliče



Obr. 22 - Schéma pro výpočet kompenzovaného Wilkinsonova děliče [23]

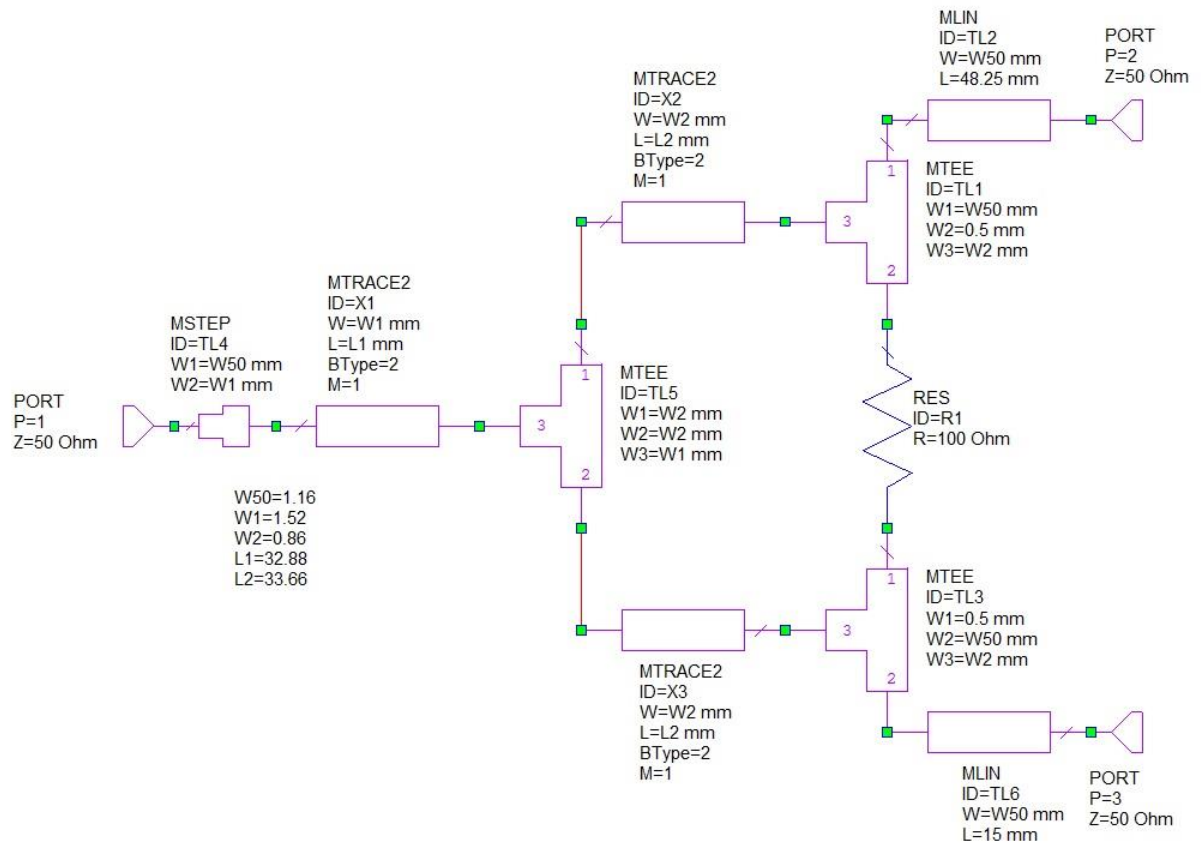
Pro hodnoty z obr. 22 dle [23] platí (při $Z_v = 50\Omega$)

$$Z_{v1} = \frac{Z_v}{\sqrt[4]{2}} \quad (7.1)$$

$$Z_{v2} = \sqrt[4]{2} \cdot Z_v \quad (7.2)$$

$$R = 2 \cdot Z_v \quad (7.3)$$

Na jedno rameno je pak poté potřeba připojit $\lambda_g/4$ dlouhý kus 50Ω vedení, jehož velikost se určila v programu TXLine a poté pomocí nástroje Tune Tool upravila, aby fázový rozdíl v přenosu signálu mezi rameny byl 90° .

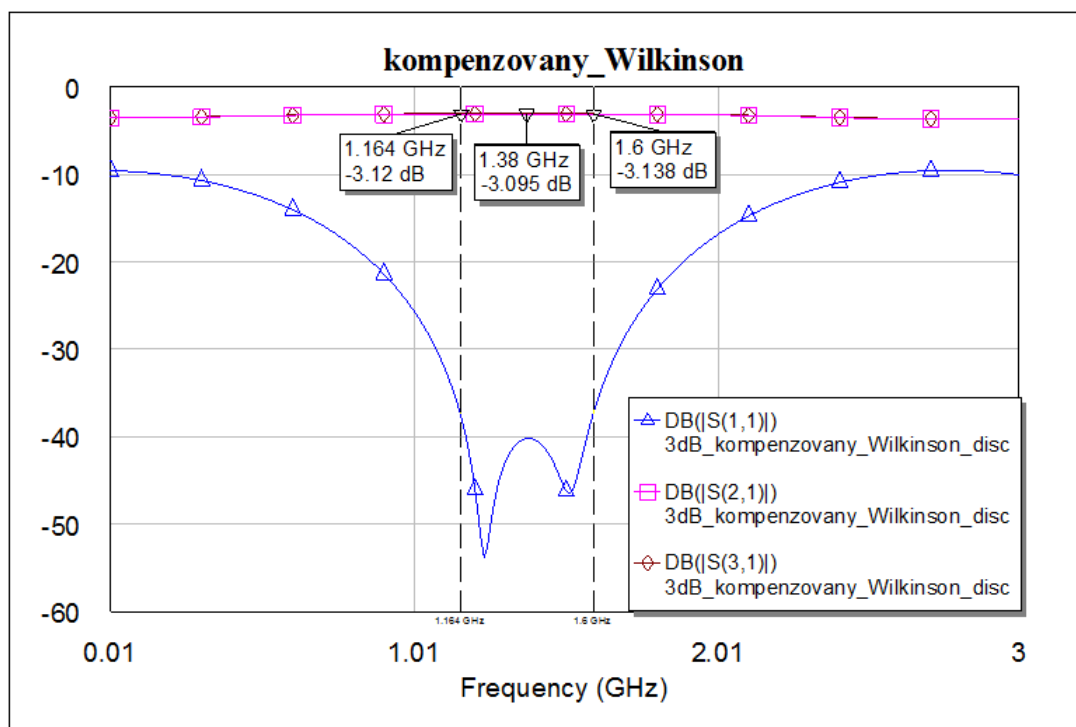


Obr. 23 - Schéma Wilkinsonova děliče v programu AWR

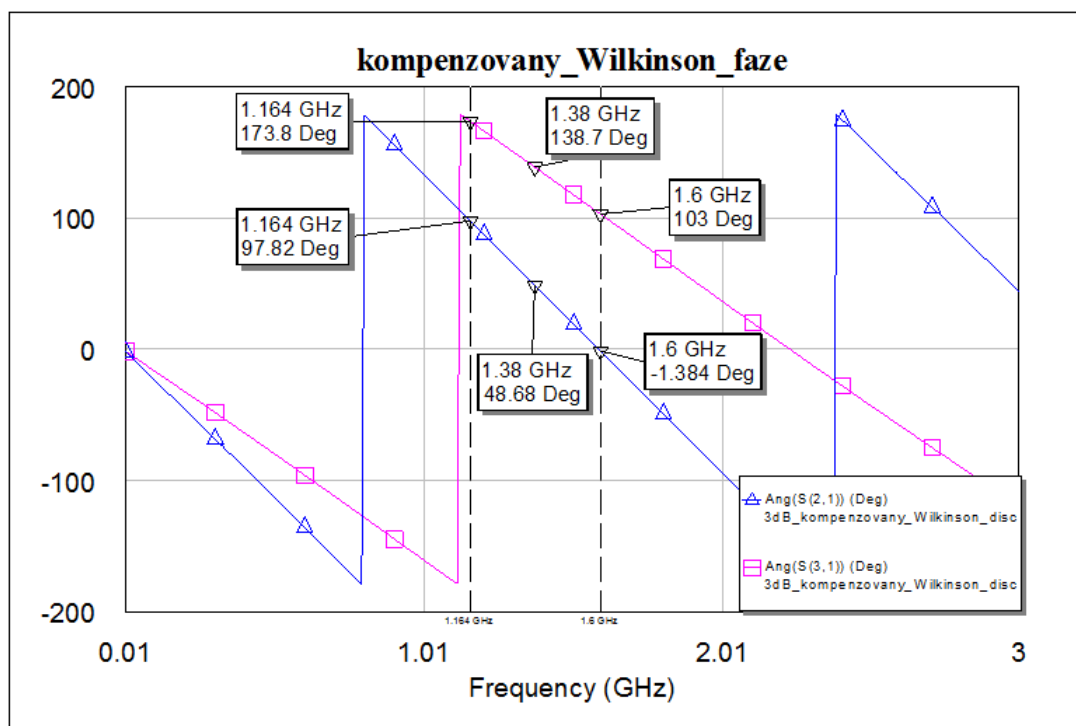
7.1.2 Simulované hodnoty

Z obr. 24 je patrné, že průběh amplitudy S – parametrů je v celé šířce pásma velmi dobrý. Rozdíl maximálně necelých 0,05 dB v celém pásmu je velmi vhodný pro 3 dB dělič napájející navrhovanou anténu.

Zato z obr. 25 je vidět, že rozdíl fáze 90° lze udržet pouze v bezprostřední blízkosti návrhové frekvence. Na okrajích pásma dosahuje fázová odchylka od 90° až o 14° .



Obr. 24 - Přenos S - parametrů Wilkinsonova děliče



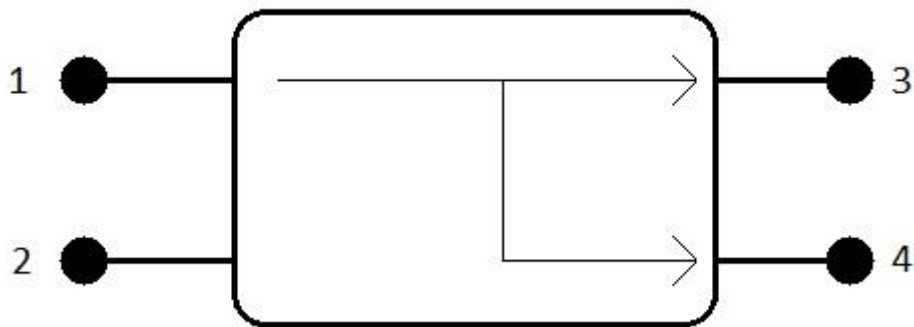
Obr. 25 - Přenos fáze Wilkinsonova děliče

7.2. Třípříčkový vazební člen

Třípříčkový vazební člen, stejně jako Wilkinsonův dělič, rozdělí výkon na dvě poloviny a navíc i rovnou již s fázovým posunem bez dalších dodatečných úseků vedení (viz. kapitola 7.2.1).

7.2.1 Základní parametry

Třípříčkový vazební člen vychází se směrovosti 1. druhu [23]



Obr. 26 - Směrovost 1. druhu [23]

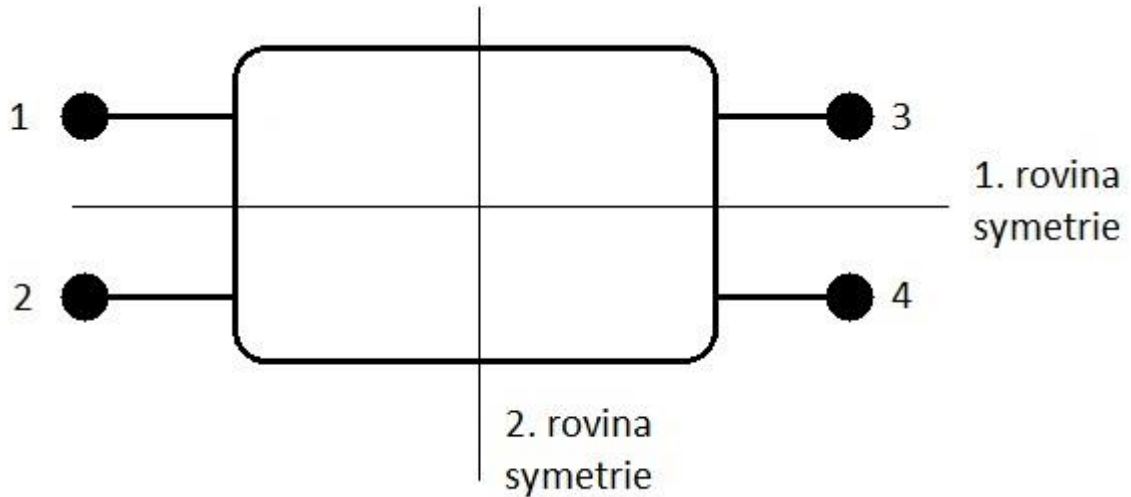
Rozptylová matice je poté dána následovně

$$(S) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{13} & S_{23} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{24} & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Požadavky ideálního třípříčkového vazebního členu

- výkon vstupující do jedné brány vystupuje pouze dalšími dvěma bránami
- součet výstupních výkonů se rovná vstupujícímu
- přizpůsobenost

Ideální vazební člen ale neexistuje, reálný navrhovaný člen lze označit jako odbočnici se dvěma rovinami symetrie



Obr. 27 - Odbočnice se dvěma rovinami symetrie [23]

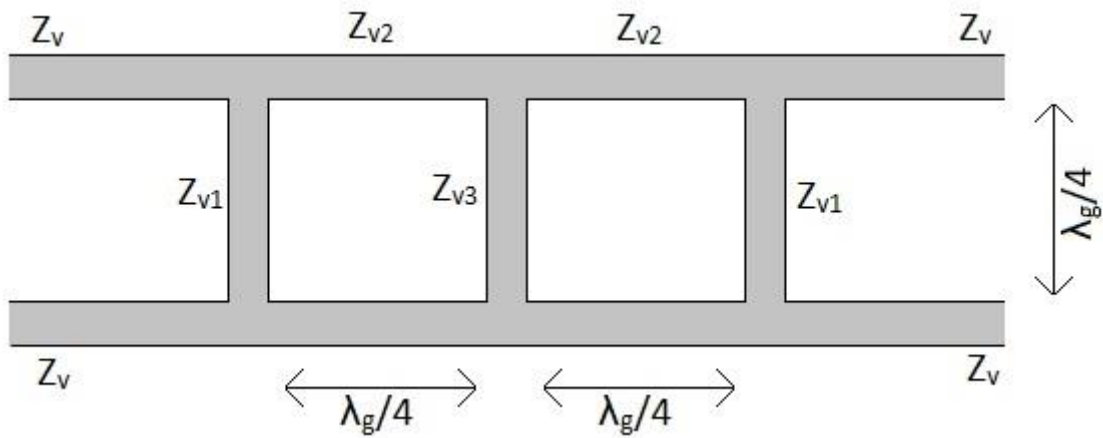
S následnou rozptylovou maticí

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

- z důvodů reciprocity $S_{ij} = S_{ji}$
- pro úplný popis vlastností vazebního členu tedy stačí 4 komplexní parametry:
 $S_{11}, S_{12}, S_{13}, S_{14}$

Ideální třípříčkový vazební člen se dvěma kolnými rovinami symetrie se nazývá kvadrurní člen, jehož výstupní signály jsou vzájemně fázově posunuty o 90° . V případě reálného členu lze tedy očekávat odchylku od 90° .

7.2.2 Návrh parametrů



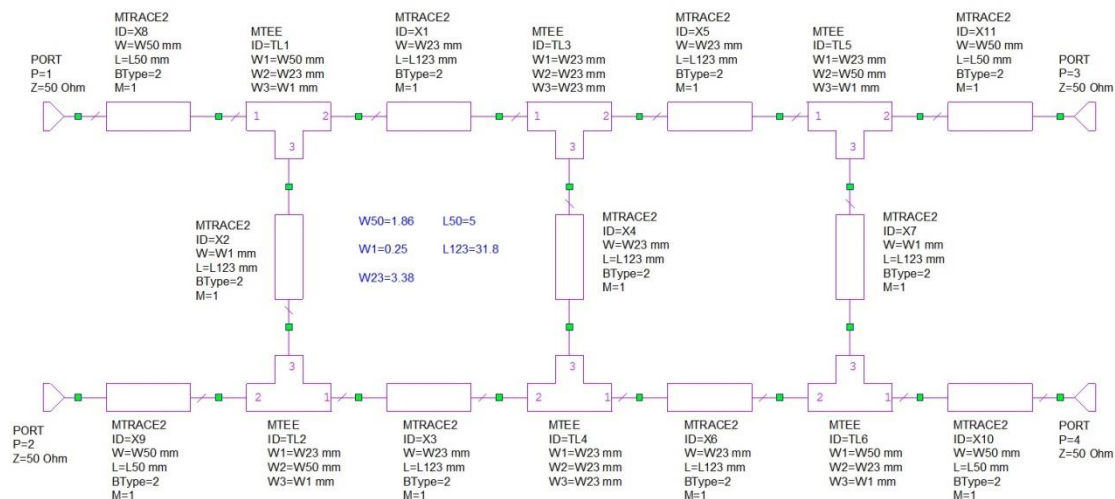
Obr. 28 - Schéma pro výpočet třípříčkového vazebního členu [23]

Pro 3 dB třípříčkový vazební člen platí [23]

$$Z_{v1} = \frac{Z_v}{\sqrt{2} - 1} \quad (7.4)$$

$$Z_{v2} = Z_{v3} = \frac{Z_v}{\sqrt{2}} \quad (7.5)$$

Při $Z_v = 50\Omega$ vychází u vedení s vlnovým odporem Z_{v1} šířka pásku $W_{Z_{v1}} = 0,16$ mm při ($h = 0,508$ mm). To by mohlo při výrobě kvůli dosažitelné přesnosti výrobního postupu představovat problém. Musel by se použít proces s vyšší přesností, což znamená také vyšší náklady na výrobu. Proto byl vazební člen navržen znovu, tentokrát s vyšší výškou substrátu $h = 0,813$ mm.

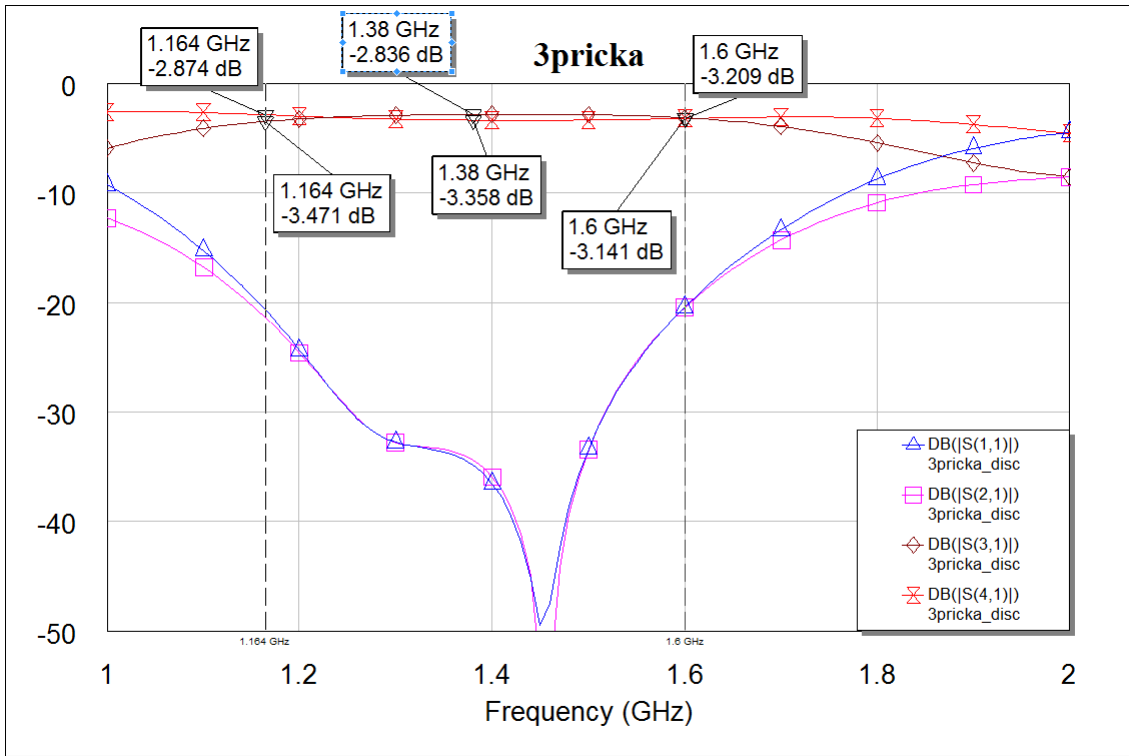


Obr. 29 - Schéma výsledné směrové odbočnice v programu AWR

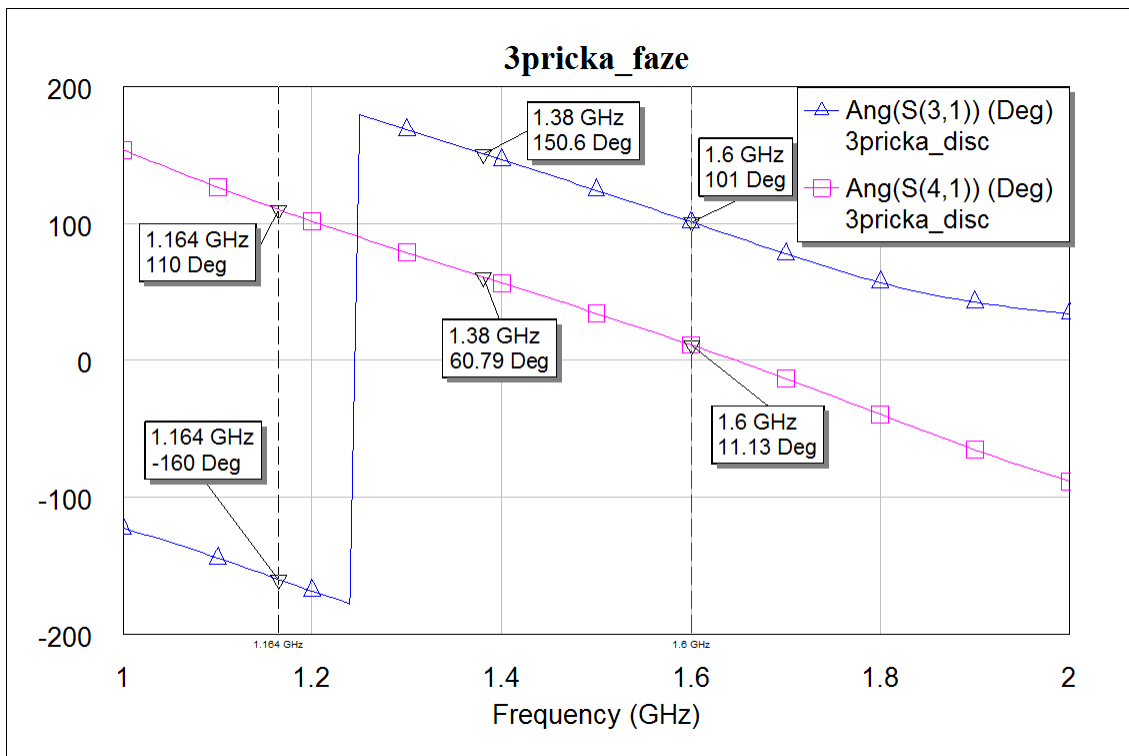
7.2.3 Simulované hodnoty

Z obr. 30 lze vidět, oproti Wilkinsonovu děliči, značně horší výsledné S – parametry. Snaha byla navrhnout vazební člen tak, aby přenos amplitudy byl v celém pásmu podobný. Na krajích pásma docházelo (hlavně u spodního okraje) již ke značnému rozptylu od 3 dB hodnoty. Proto bylo za cenu snížení přizpůsobení na střední frekvenci zlepšeno přizpůsobení na okrajích pásma. Tímto se dosáhlo vyváženějšího průběhu v celém pásmu pro S31 a S41.

Co se týče přenosu fáze, situace je opačná. Třípříčkový vazební člen dosahuje odchylky od 90° maximálně 0,2° přes celou šířku pásma.



Obr. 30 - Výsledné S - parametry vazebního členu



Obr. 31 - Přenos fáze vazebního členu

7.3. Porovnání dosažených parametrů

Nelze jednoznačně vybrat vhodnější dělič výkonu. Zatímco Wilkinsonův dělič nabízí lepší S – parametry, třípříčkový vazební člen zase lepší udržitelnost konstantního fázového posunu.

Wilkinsonův dělič

- + rovnoměrný přenos S – parametrů
- + malá odchylka rozdělení výkonu na dvě poloviny (3 dB)
- + jednodušší návrh a výroba
- + menší rozměry

- neudržitelnost konstantního fázového rozdílu
- problematická implementace $\lambda/4$ ramena do finální verze antény

Třípříčkový vazební člen

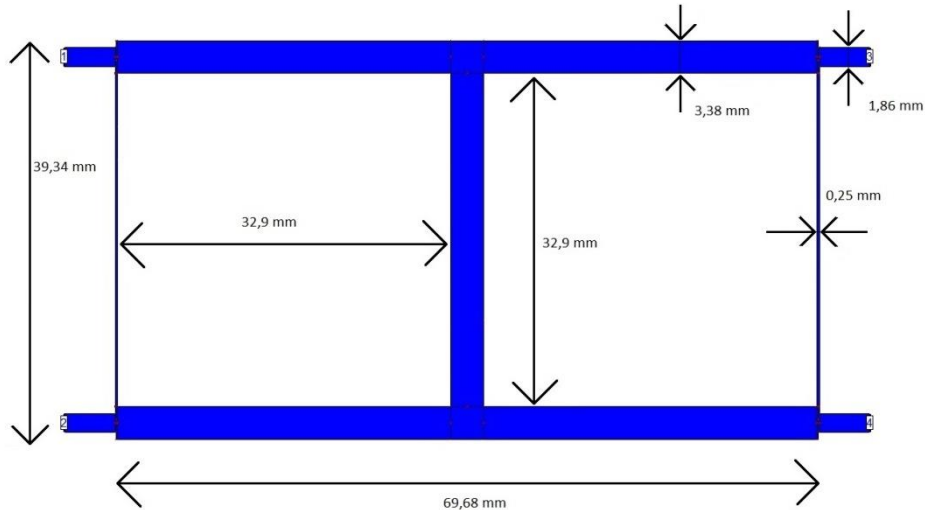
- + neměnný fázový rozdíl v celé šířce pásma
- + netřeba žádných dalších přidavných vedení → snazší implementace
- + podpora větší širokopásmovosti kruhové polarizace [17]

- horší přenos S – parametrů
- větší velikost
- složitější návrh a výroba

Jako vhodnější byl nakonec vybrán třípříčkový vazební člen, zejména kvůli větší širokopásmovosti kruhové polarizace a mnohem snazší implementaci do antény, kde se nemusí přidávat žádné další vedení do vybraného ramena.

7.4. Návrh třípříčkového vazebního členu v programu Zeland IE3D

Třípříčkový vazební člen je potřeba pro kompletní sestavení antény převést do Zeland IE3D neboť jediné kompletně navržená struktura dá co nejpřesnější simulované výsledky.

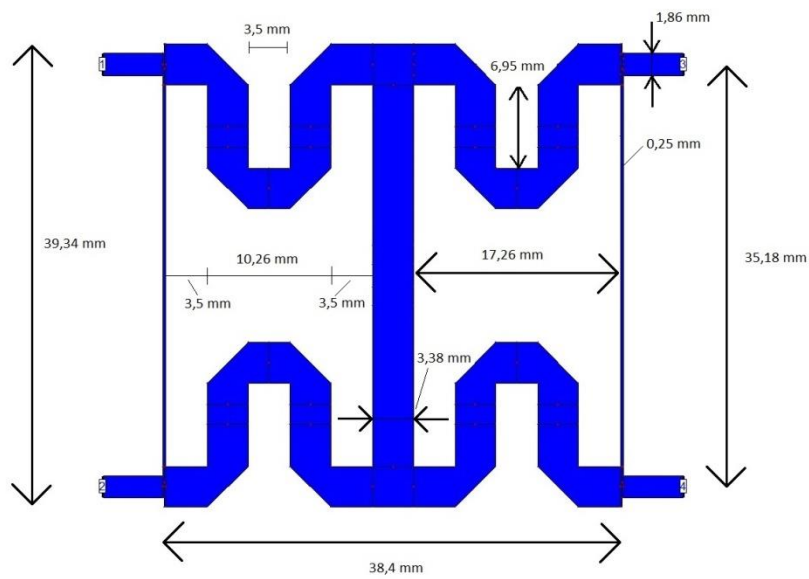


Obr. 32- Sestavený třípříčkový vazební člen v IE3D

Bez přírodních 50Ω vedení s diskontinuitami má vazební člen délku 69,68 mm. Pro návrh antény, kde se ještě musí určit, kam bude třípříčkový vazební člen umístěn, jsou rozměry vazebního členu poměrně velké. Bude potřeba určit, zda bude vhodnější třípříčkový vazební člen zcela zasunout pod patch, nebo ho bude lepší umístit na okraj substrátu mimo plochu patche. V tom případě by pak pod vlastní patch zasahovaly pouze přírodní vedení.

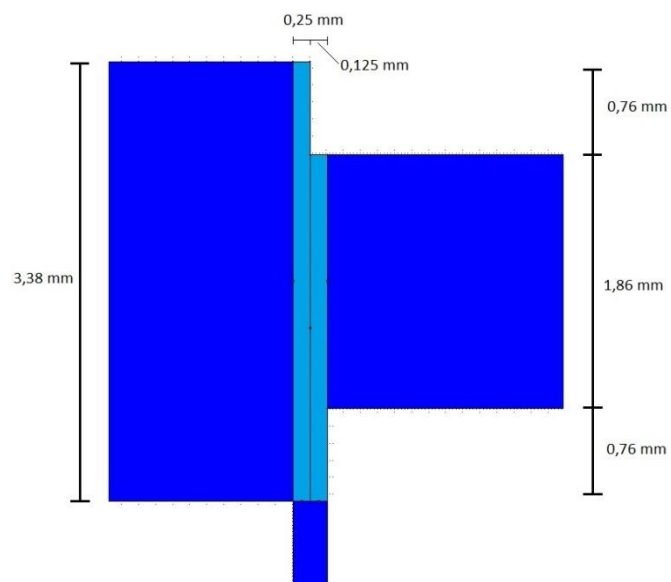
Proto se části s vlnovým odporem Z_{v2} předělaly do meandrového vedení, čímž se zkrátila celková délka děliče. Toto zkrácení ale způsobilo snížení střední frekvence a proto se musely takto zohýbané části vedení zkrátit na přijatelnou délku. Úseky se Z_{v1} a Z_{v3} se nezkracovaly, kvůli zachování $\lambda/4$ délky.

V závěru se původní Z_{v2} vedení zkrátilo na délku na 25 mm. Díky jejich zakroucení se tak nakonec vlastní délku děliče podařilo zredukovat na 38,4 mm. Výška zůstala stejných 35,18 mm mezi středy pro připojení 50Ω přírodních vedení.

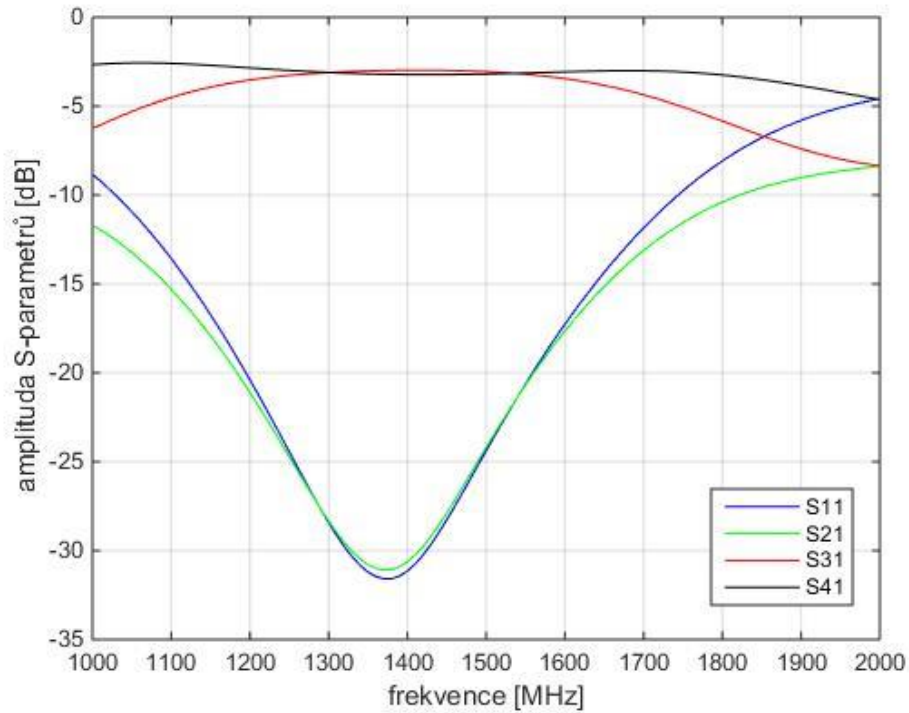


Obr. 33 - Zkrácený třípříčkový vazební člen v IE3D

Na obr. 34 je zobrazen detail diskontinuity třípříčkového vazební členu. Slouží pro propojení 50Ω vedení s vazebním členem. Diskontinuita je na obrázku zobrazena světle modrou barvou, vazební člen s 50Ω vedením jsou zobrazeny tmavě modrou barvou.



Obr. 34 - Detail diskontinuity



Obr. 35 - Simulovaný přenos vazebního členu

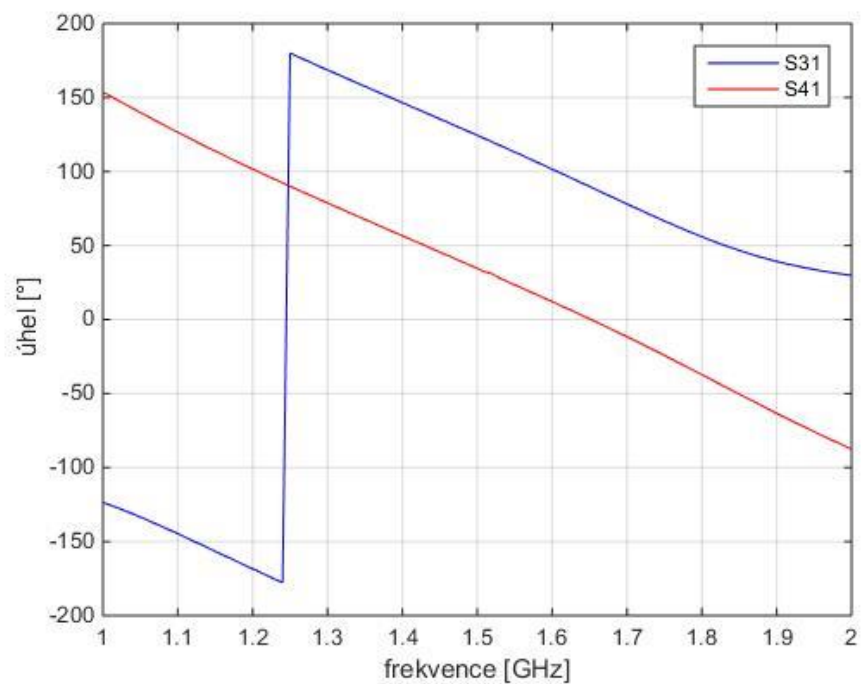
Z obr. 35 je zřejmé, že přizpůsobení na okrajích pásma se zhoršilo a kleslo pod 20 dB. Snaha při zkracování byla co možná nejlépe vycentrovat přizpůsobení tak, aby bylo na obou krajích pásma přibližně stejné.

Fáze se opět udržela stabilních 90° v celé šířce pásma (obr. 36).

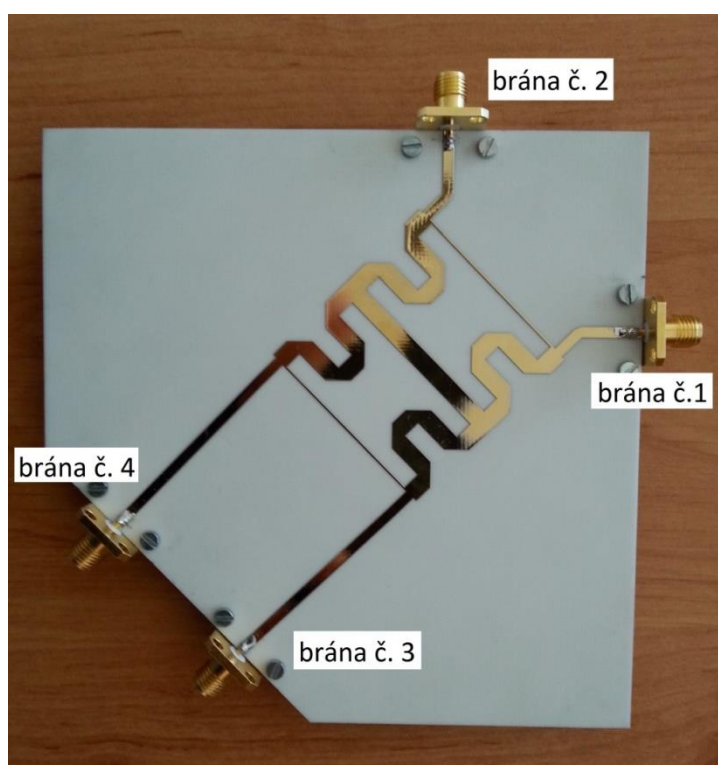
7.5. Realizace a měření parametrů navrženého třípříčkového vazebního členu

Třípříčkový vazební člen byl vyroben na substrátu s následujícími parametry:

- Rogers 4003C ($\epsilon_r = 3,38$)
- $h = 0,813$ mm
- $t = 17$ μm



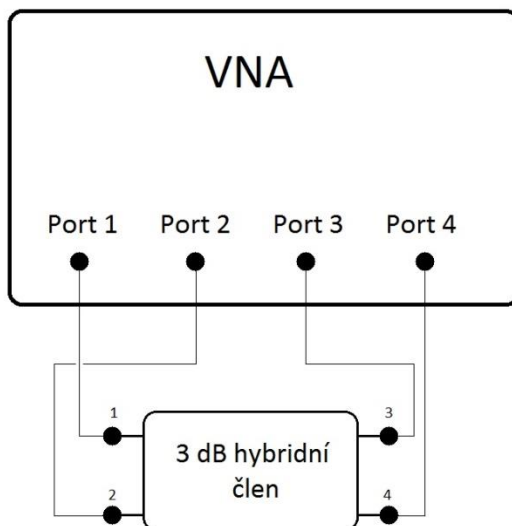
Obr. 36 - Nasimulovaný přenos fáze zkráceného vazebního členu



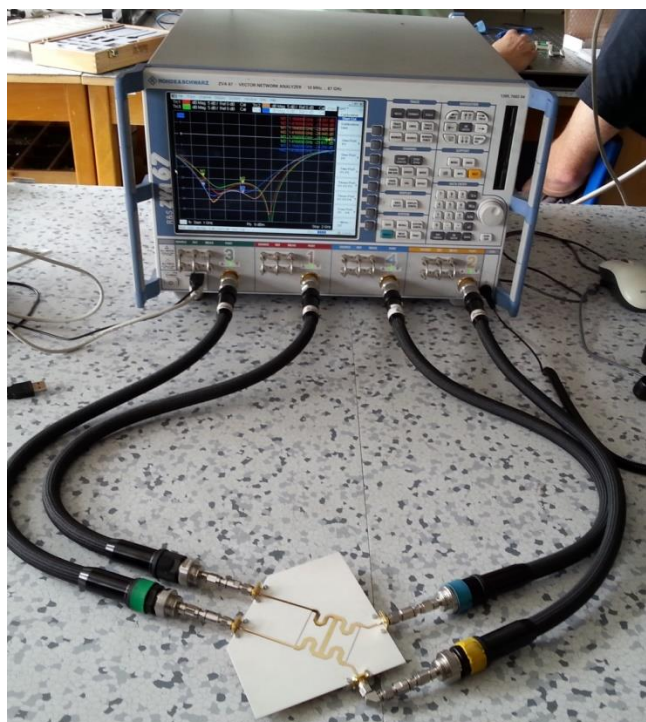
Obr. 37 – Vyrobený třípříčkový vazební člen

Pro měření byla využita finální verze třípříčkového vazebního členu již obsahující 50Ω vedení vedoucí k sondám přenášející energii do patche.

Měření bylo provedeno pomocí vektorového analyzátoru Rohde&Schwarz ZVA 67 s kalibrační jednotkou Rohde&Schwarz ZV – Z52.



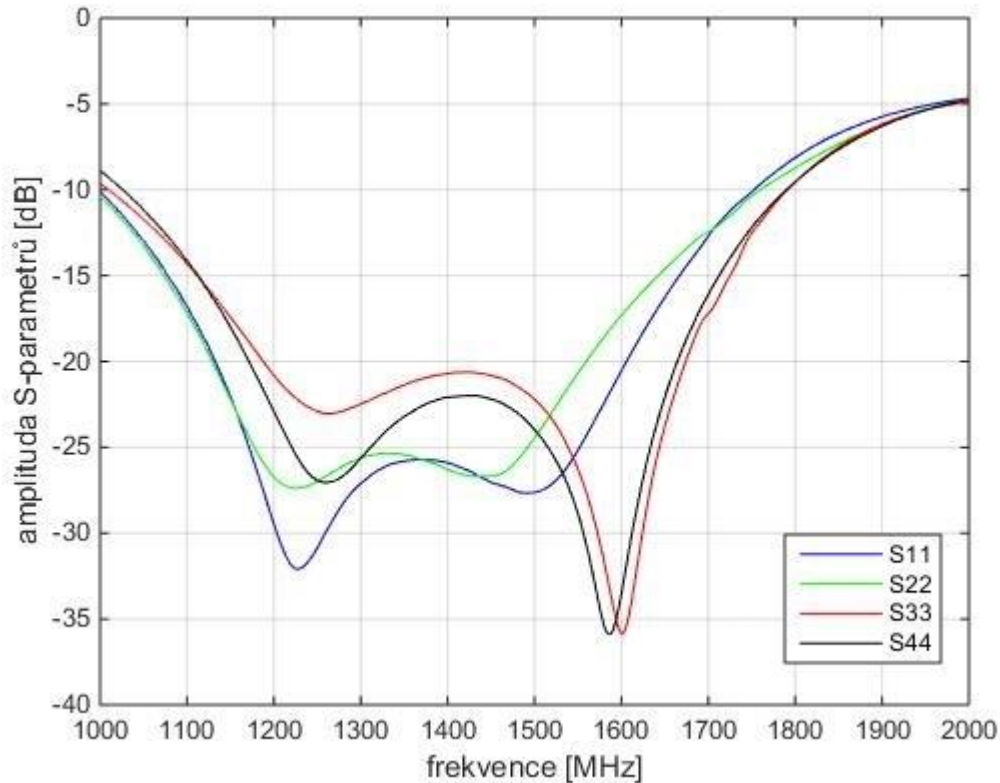
Obr. 38 - Schéma zapojení měření třípříčkového vazebního členu



Obr. 39 - Vlastní zapojení pro měření

7.6. Naměřené výsledky

V prvním kroku se měřilo přizpůsobení jednotlivých bran.



Obr. 40- Přizpůsobení bran navrženého vazebního členu

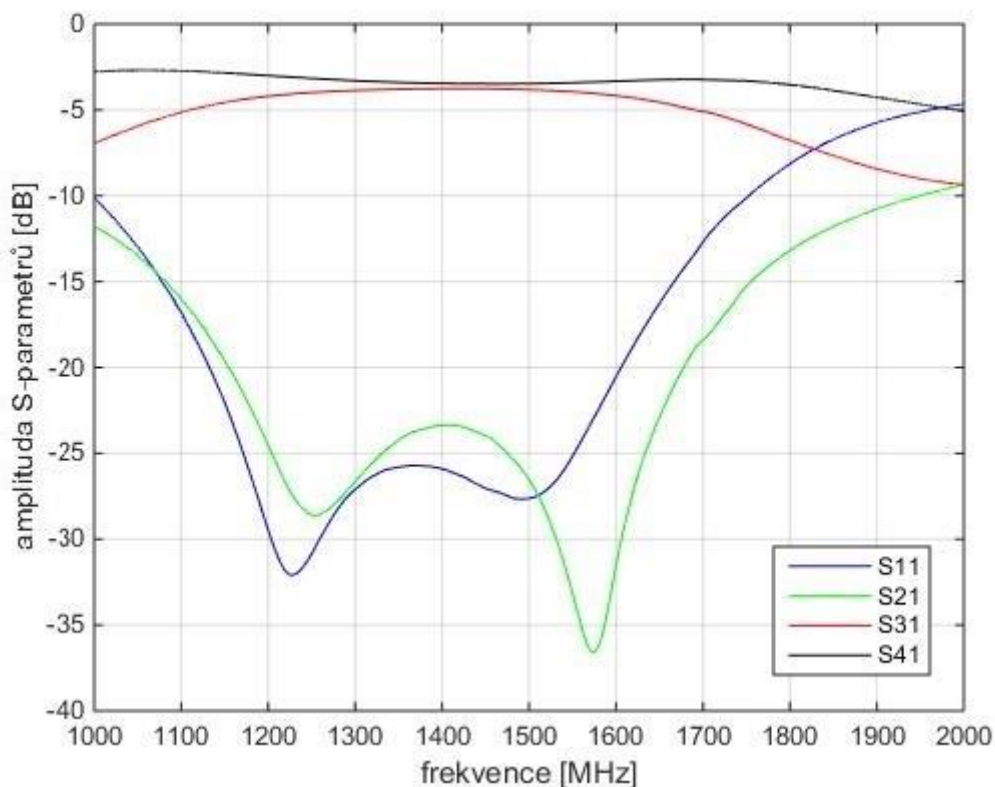
Na spodních frekvencích má nejhorší přizpůsobení brána č. 3 ($S_{33} = -18,06$ dB). V horním frekvenčním pásmu bylo nejhorší přizpůsobení naměřeno pro bránu č. 2 ($S_{22} = -17,87$ dB).

Ve druhém kroku se proměřily S – parametry definující vlastnosti třípříčkového vazebního členu (kap. 7.2.1).

Z obr. 41 lze vyčíst, že přizpůsobení brány č. 1 a izolace mezi bránami č. 1 a 2 klesla v celé šířce pásma pod 20 dB, zde tedy došlo ke zlepšení oproti simulaci. Přenos do bran č. 3 a 4 se naopak zhoršil. V tab. 4 jsou zaznamenány okrajové (nejhorší) naměřené hodnoty. Rozdíl na spodní frekvenci mezi S_{31} a S_{41} dosahuje 1,56 dB, zatímco v na horní frekvenci je rozdíl 0,77 dB.

f / S-param	S11	S21	S31	S41
1 164 MHz	-23,86 dB	-20,82 dB	-4,45 dB	-2,89 dB
1 591 MHz	-21,4 dB	-34 dB	-4,12 dB	-3,35 dB

Tab. 4 - Krajní hodnoty měřených S-parametrů

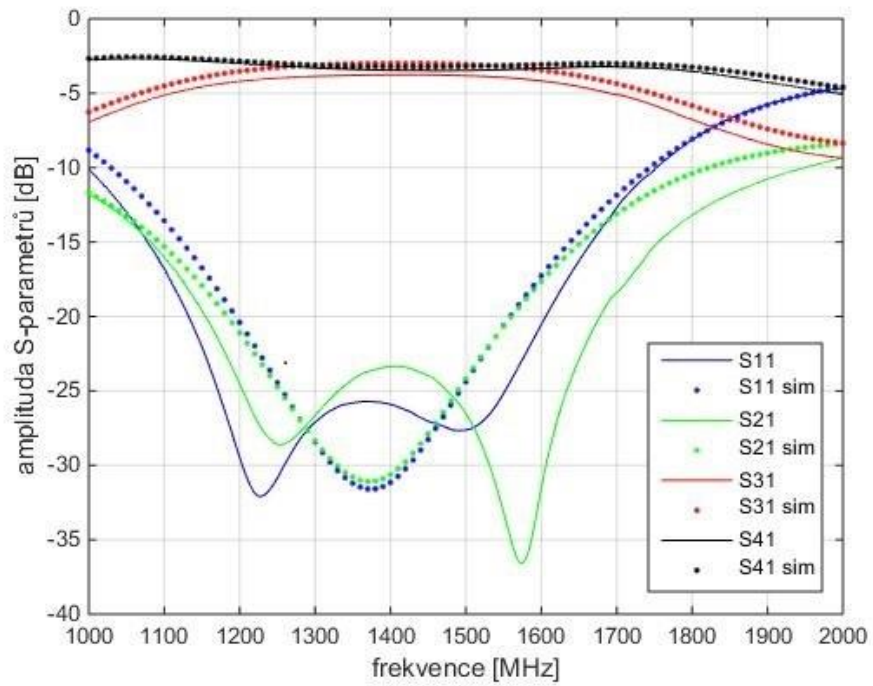


Obr. 41 - Naměřené S – parametry definující vlastnosti vazebního členu

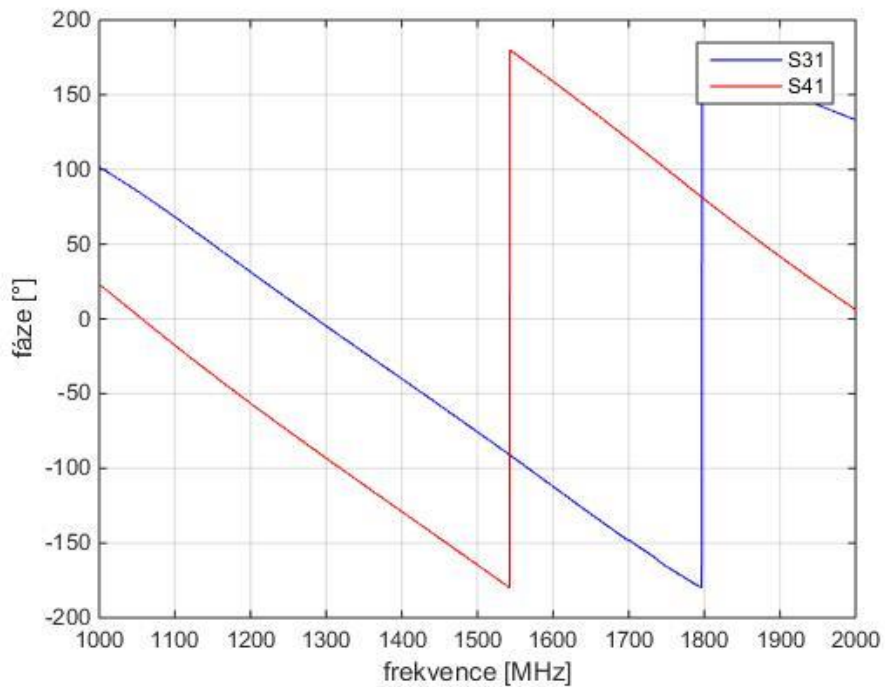
Obr. 42 Zobrazuje vzájemné porovnání průběhu nasimulovaného v Zeland IE3D a průběhu naměřeného pomocí VNA. Naměřené hodnoty jsou zobrazeny plnou čarou, simulované tečkovaně. Je potřeba vzít v úvahu, že simulovaný přenos neměl implementovány přívodní vedení vedoucí k sondám antény (ačkoli by rozdíl měl být nepatrný).

Na závěr byla do obr. 43 vynesena naměřená fáze třípříčkového vazebního členu. Největší odchylka od 90° byla zjištěna ve spodním frekvenčním pásmu dosahující až k hodnotě rovné $2,6^\circ$. Tento rozdíl pak s rostoucí frekvencí klesá, kde na horním okraji pásma klesne až na $1,3^\circ$.

Všechny měřené průběhy byly zpracovány pomocí Gaussova filtru pro potlačení šumu a vyhlazení průběhu.



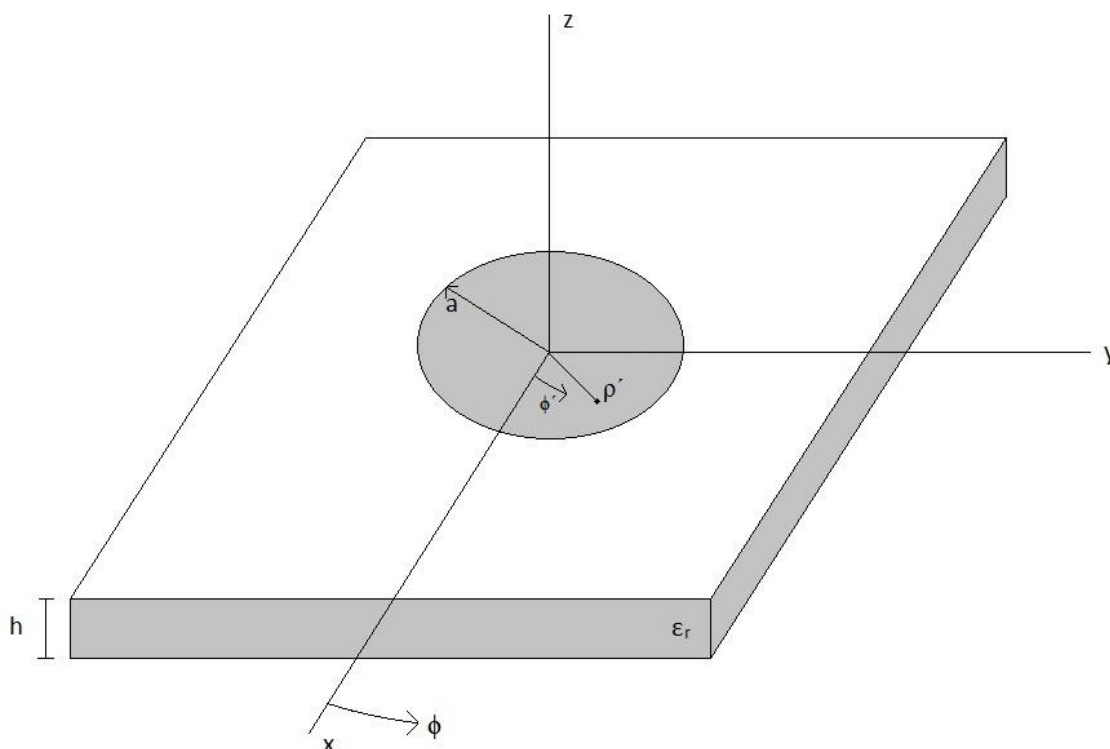
Obr. 42 – Porovnání naměřených a simulovaných hodnot S-parametrů



Obr. 43 - Naměřená fáze s přívodním vedením

8. Návrh kruhového patche

Na kruhový patch, z hlediska buzených módů, lze nahlížet jako na kruhovou dutinu, tvořenou substrátem mezi zemní rovinou a vlastním patchem [24]. Jediný stupeň volnosti, který kruhový patch při návrhu nabízí je změna jeho průměru a tím se změní i jejich rezonanční frekvence. Módy buzené v kruhovém patchi (kde výška substrátu je mnohem menší než λ) jsou módy TM.



Obr. 44 - Geometrie kruhového patche [24]

8.1. Elektrická a magnetická pole

Pro odvození řádu jednotlivých módů je třeba definovat dutinový model jako složený ze dvou perfektních elektrických vodičů (zemní rovina a patch) a kruhového perfektního magnetického vodiče kolem obvodu dutiny.

Pro nalezení polí v dutině jsou použity vektorové potenciály. Pro TM módy je potřeba nejdříve najít magnetický vektorový potenciál A_z , který musí splnit homogenní vlnovou rovnici

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \quad (8.1)$$

Je dokázáno, že elektrická a magnetická pole TM módů jsou provázány s vektorovým potenciálem A_z pomocí

$$E_\rho = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial\rho\partial z} \quad (8.2)$$

$$H_\rho = \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial\phi} \quad (8.3)$$

$$E_\phi = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial\phi\partial z} \quad (8.4)$$

$$H_\phi = -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial\rho} \quad (8.5)$$

$$E_z = -j \frac{1}{\omega\mu\epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k \right) A_z \quad (8.6)$$

$$H_z = 0 \quad (8.7)$$

s hraničními podmínkami

$$E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = 0) = 0 \quad (8.8)$$

$$E_\rho(0 \leq \rho' \leq a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, z' = h) = 0 \quad (8.9)$$

$$H_\phi(\rho' = a, 0 \leq \phi' \leq 2\pi, 0 \leq z' \leq h) = 0 \quad (8.10)$$

magnetický vektorový potenciál A_z se vykrátí

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m\phi') + B_2 \sin(m\phi')] \cos k_z z' \quad (8.11)$$

$$(k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (8.12)$$

Válcové (obvod kolem dutiny) souřadnice ρ' , ϕ' , z' jsou použity pro reprezentaci pole v dutinovém modelu, zatímco $J_m(\chi)$ je Besselova funkce prvního řádu m

$$k_\rho = \frac{\chi'_{mn}}{a} \quad (8.13)$$

$$k_z = \frac{\rho\pi}{h} \quad (8.14)$$

$$m = 0, 1, 2, \dots \quad (8.15)$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (8.16)$$

$$\rho = 0, 1, 2, \dots \quad (8.17)$$

V (8.13) χ'_{nm} reprezentují derivát Besselovy funkce $J_m(\chi)$ a tím se určí řád rezonančních frekvencí. Vypočítané hodnoty módů χ'_{nm} jsou vypsány v tab. 1 (kap. 5.2.2). Pro zopakování jsou vypsány módy s nejnižšími hodnotami.

- $\chi'_{11} = 1,841$
- $\chi'_{21} = 3,054$
- $\chi'_{01} = 3,831$
- $\chi'_{31} = 4,201$

8.2. Rezonanční frekvence

Pro výpočet rezonanční frekvence dutiny (= patche) se použijí rovnice (8.12) - (8.17). Běžné mikropáskové antény mají malou výšku substrátu oproti vlnové délce ($h < 0,05\lambda_0$). Proto pole podél osy z jsou v podstatě neměnné a jsou vyjádřeny (8.17) kde $\rho = 0$ a (8.14) kde $k_z = 0$. Rezonanční frekvence pro módy TM_{mn0} při použití (8.12) mohou být popsány jako

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \left(\frac{\chi'_{mn}}{a} \right) \quad (8.18)$$

Po dosazení vypočtené hodnoty pro dominantní vid TM_{110} ($\chi'_{11} = 1,841$)

$$(f_r)_{110} = \frac{1.841}{2\pi a\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1.841c_0}{2\pi a\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (8.19)$$

Rovnice (8.19) nebere v úvahu možný vliv okrajů patche (pokovení končí strmě, ne pozvolně), což má za následek větší elektrickou plochu patche, než ve skutečnosti je. Proto byl zaveden efektivní poloměr a_e , který nahrazuje fyzický poloměr a .

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \varepsilon_r} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (8.20)$$

A po dosazení do (8.19) výsledná rovnice pro rezonanční frekvenci dominantního módu TM_{110} vypadá

$$(f_r)_{110} = \frac{1.841c_0}{2\pi a_e\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (8.21)$$

8.3. Proudová hustota a vyzářené pole

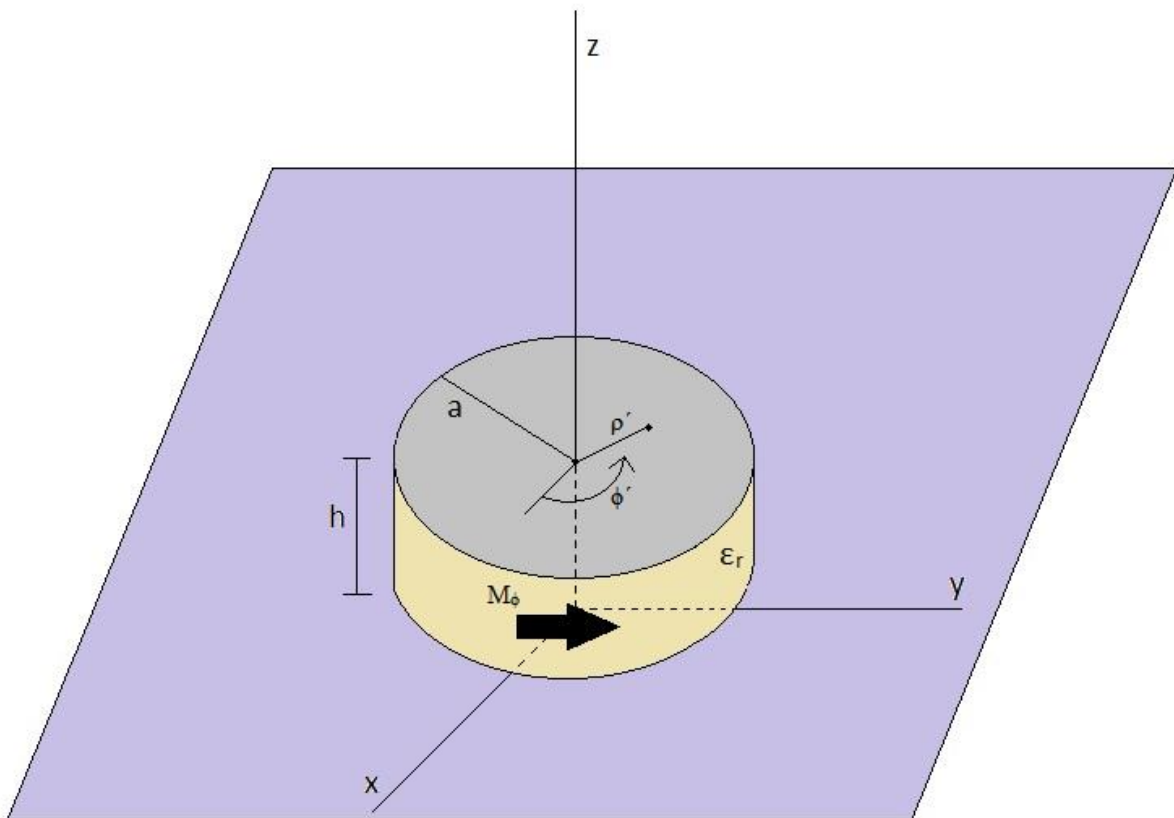
Pole vyzářená kruhovým patchem mohou být vypočítána pomocí nahrazení obvodu dutinového modelu za ekvivalentní hustotu magnetického proudu (obr. 45). Při využití rovnic (8.2) – (8.7) a (8.11) a předpokladu distribuce pole módu TM_{110} pod patchem, normalizovaná elektrická a magnetická pole uvnitř dutinového modelu mohou být vyjádřena jako

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0 \quad (8.22)$$

$$E_z = E_0 J_1(k\rho') \cos \phi' \quad (8.23)$$

$$H_\rho = j \frac{E_0}{\omega\mu_0} \frac{1}{\rho} J_1(k\rho') \sin \phi' \quad (8.24)$$

$$H_\phi = j \frac{E_0}{\omega\mu_0} \frac{1}{\rho} J_1'(k\rho') \cos \phi' \quad (8.25)$$



Obr. 45 - Model pro ekvivalentní magnetickou proudovou hustotu [24]

Podle (8.23) vypočítané na ekvivalentu elektrického okraje disku ($\rho' = a_e$), může být hustota magnetického proudu popsána jako

$$\mathbf{M}_s = -2\hat{\mathbf{n}} \times \mathbf{E}_a = \hat{\mathbf{a}}_\phi 2E_0 J_1(ka_e) \cos \phi' \quad (8.26)$$

Protože výška substrátu je malá a rozložení proudu je podle osy z konstantní, lze určit magnetický proud jako

$$\mathbf{I}_m = h\mathbf{M}_s = \hat{\mathbf{a}}_\phi 2hE_0 J_1(ka_e) \cos \phi' = \hat{\mathbf{a}}_\phi 2hV_0 \cos \phi' \quad (8.27)$$

kde $V_0 = hE_0 J_1(ka_e)$ při $\phi' = 0$.

Při využití (8.27) se na mikropáskovou anténu dá nahlížet jako na kruhovou smyčku [24] a lze odvodit

$$E_r = 0 \quad (8.28)$$

$$E_\theta = -j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} (\cos \phi J'_{02}) \quad (8.29)$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} (\cos \theta \sin \phi J_{02}) \quad (8.30)$$

$$J'_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) - J_2(k_0 a_e \sin \theta) \quad (8.31)$$

$$J_{02} = J_0(k_0 a_e \sin \theta) - J_2(k_0 a_e \sin \theta) \quad (8.32)$$

Pole v hlavních rovinách se pak omezí na

- **E – rovina** ($\phi = 0^\circ, 180^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)

$$E_\theta = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} (J'_{02}) \quad (8.33)$$

$$E_\phi = 0 \quad (8.34)$$

- **H – rovina** ($\phi = 90^\circ, 270^\circ, 0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$)

$$E_\theta = 0 \quad (8.35)$$

$$E_\phi = j \frac{k_0 a_e V_0 e^{-jk_0 r}}{2r} (\cos \theta J_{02}) \quad (8.36)$$

8.4. Vodivost a směrovost

Pro výpočet směrovosti je potřeba znát vysílanou energii, která je založena na polích z rovnic (8.29) a (8.30) pro dutinový model a může se vyjádřit jako

$$P_{vyz} = |V_0|^2 \frac{(k_0 a_e)^2}{960} \int_0^{\pi/2} \left[(J'_{02})^2 + \cos^2 \theta (J_{02})^2 \right] \sin \theta d\theta \quad (8.37)$$

a vodivost mezery mezi patchem a zemní rovinou v $\phi' = 0^\circ$ může být popsána jako

$$G_{vyz} = \frac{(k_0 a_e)^2}{480} \int_0^{\pi/2} \left[(J'_{02})^2 + \cos^2 \theta (J_{02})^2 \right] \sin \theta d\theta \quad (8.38)$$

Vodivost z rovnice (8.38) v sobě započítává ztráty v důsledku vyzařování. Nezapočítává ale ztráty v důsledcích Ohmické vodivosti a ztrát v dielektriku, které mohou být vyjádřeny jako

$$G_v = \frac{\epsilon_{m0} \pi (\pi \mu_0 f_r)^{-3/2}}{4h^2 \sqrt{\sigma}} [(ka_e)^2 - m] \quad (8.39)$$

$$G_d = \frac{\epsilon_{m0} \tan \delta}{4\mu_0 h f_r} [(ka_e)^2 - m] \quad (8.40)$$

kde $\epsilon_{m0} = 2$ pro $m = 0$, $\epsilon_{m0} = 1$ pro $m \neq 0$ a f_r reprezentuje rezonanční frekvenci m 0 módu. A tak, celková vodivost může být vypočítána jako

$$G_{celk} = G_{vyz} + G_v + G_d \quad (8.41)$$

Při použití rovnic (4.5), (8.29), (8.30), (8.37) a (8.38) se směrovost pro $\theta = 0^\circ$ určí jako

$$D_0 = \frac{(k_0 a_e)^2}{120 G_{vyz}} \quad (8.42)$$

8.5. Činitel jakosti, šířka pásma a účinnost

Činitel jakosti, šířka pásma a účinnost jsou parametry představující kvalitu antény. Žádný z těchto parametrů nejde přizpůsobit nezávisle na ostatních. Vždy se musí najít kompromis pro optimální práci antény.

Činitel jakosti představuje množství ztrát v anténě (vyzařování, Ohmické ztráty, ztráty v dielektriku a ztráty povrchovými vlnami). Činitel jakosti je tak ovlivněn všemi těmito vlivy a je obecně vyjádřen jako

$$\frac{1}{Q_{celk}} = \frac{1}{Q_{vyz}} + \frac{1}{Q_v} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{pv}} \quad (8.43)$$

Pro velmi tenké substráty se můžou ztráty povrchovými vlnami zanedbat. Naopak pro tlusté substráty je potřeba jej vzít v úvahu.

Pro antény s tenkým substrátem ($h < \lambda$) existují přibližné vztahy vyjadřující velikost různých ztrát

$$Q_v = h \sqrt{\pi f \mu \sigma} \quad (8.44)$$

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (8.45)$$

$$Q_{vyz} = \frac{2\omega\epsilon_r}{h \frac{G_t}{l}} K \quad (8.46)$$

$$K = \frac{\int_{plocha} |E|^2 dA}{\oint_{obvod} |E|^2 dl} K \quad (8.47)$$

Q_{vyz} v rovnici (8.46) je nepřímo úměrné h a pro velmi tenké substráty je to dominantní jev.

Relativní šířku antény lze zjednodušeně vyjádřit jako

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{1}{Q_{celk}} \quad (8.48)$$

Výraz (8.48) však v sobě nezahrnuje impedanční přizpůsobení na vstupu antény. Lepší je relativní šířku pásma vyjádřit pomocí PSV

$$\frac{\Delta f}{f_r} = \frac{PSV - 1}{Q_{celk} \sqrt{PSV}} \quad (8.48)$$

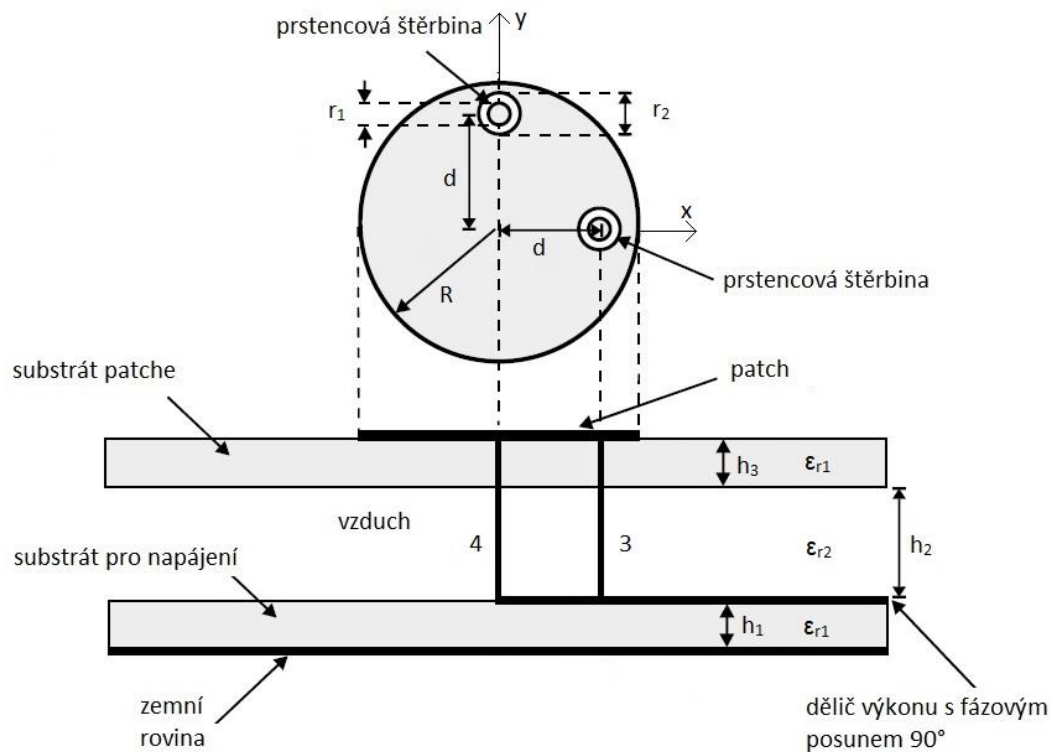
Šířka pásma je nepřímo úměrná druhé mocnině relativní permitivity substrátu. Pro větší výšku substrátu tak roste šířka pásma.

Vyzařovací účinnost antény může být vyjádřena pomocí činitelů jakosti jako

$$e = \frac{1/Q_{vyz}}{1/Q_{celk}} = \frac{Q_{celk}}{Q_{vyz}} \quad (8.48)$$

9. Vypočtené parametry antény a její měření

Po dosazení hodnot do rovnic uvedených v kap. 8 a optimalizaci v programu Zeland IE3D vyšla anténa s finálními parametry a třípříčkovým vazebním členem takto



Obr. 46 - Výsledná podoba antény

parametr	h_1	h_2	h_3	R	D	r_1	r_2
hodnota [mm]	0,813	21,7	0,508	49	23,75	3	3,15

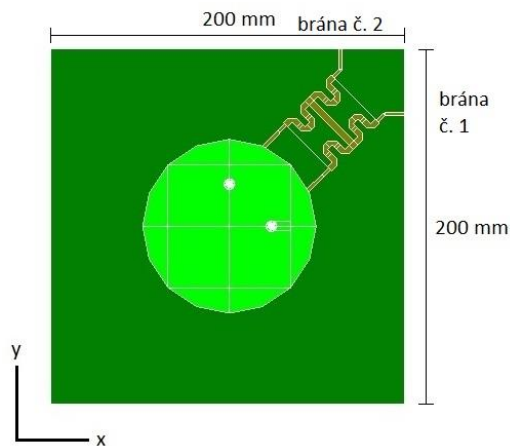
Tab. 5 - Základní parametry výsledné antény

substrát	ϵ_{r1}	ϵ_{r2}
hodnota ϵ_r	3,38	1

Tab. 6 - Použité substráty

Velikost zemní roviny je 200 x 200 mm a napájecí sondy jsou napojené na brány č. 3 a 4. Podle simulací bylo nejlepšího výsledku dosaženo, když se třípříčkový vazební člen umístil na hranu zemní roviny a pod samotný patch vedlo pouze napájecí vedení.

Na obr. 47 je pak celková struktura antény při pohledu shora v programu Zeland IE3D



Obr. 47 – Výsledná podoba antény v IE3D

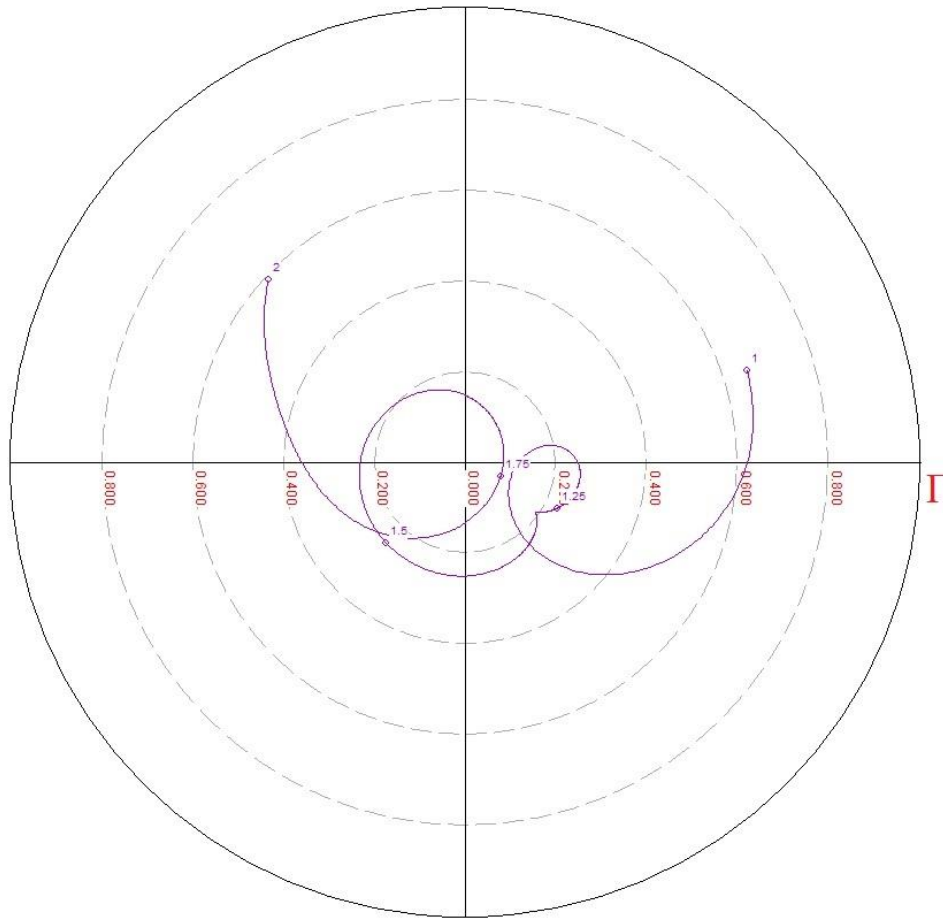
Při návrhu byla snaha anténu přizpůsobit a doladit pomocí změny R , d , h_2 , r_1 a r_2 do středu Smithova diagramu (obr. 48).

- změnou R se přelad'ovala f_r
- změna h_2 ovlivňovala šířku pásma
- změna d ovlivňovala poměrnou rezistanci
- změnou velikosti r_1 a r_2 se dokázala měnit kapacita a tím přizpůsobení buď více do kapacity, nebo indukčnosti

Z obr. 48 lze vyčíst, že průběh modulu koeficientu odrazu nepřesáhl hodnotu $\Gamma = 0,3$. Přehled přepočítaných hodnot velikosti modulu koeficientu odrazu, PSV a útlumu odrazů, je zobrazen v tab. 7.

$ \Gamma $	PSV	RL
0,01	1,02	40
0,1	1,22	20
0,2	1,55	14
0,3	1,86	10,45
0,334	2	9,52
0,5	3	6
0,8	9	1,9
0,99	100	0,09
1	∞	0

Tab. 7 - Související hodnoty přizpůsobení



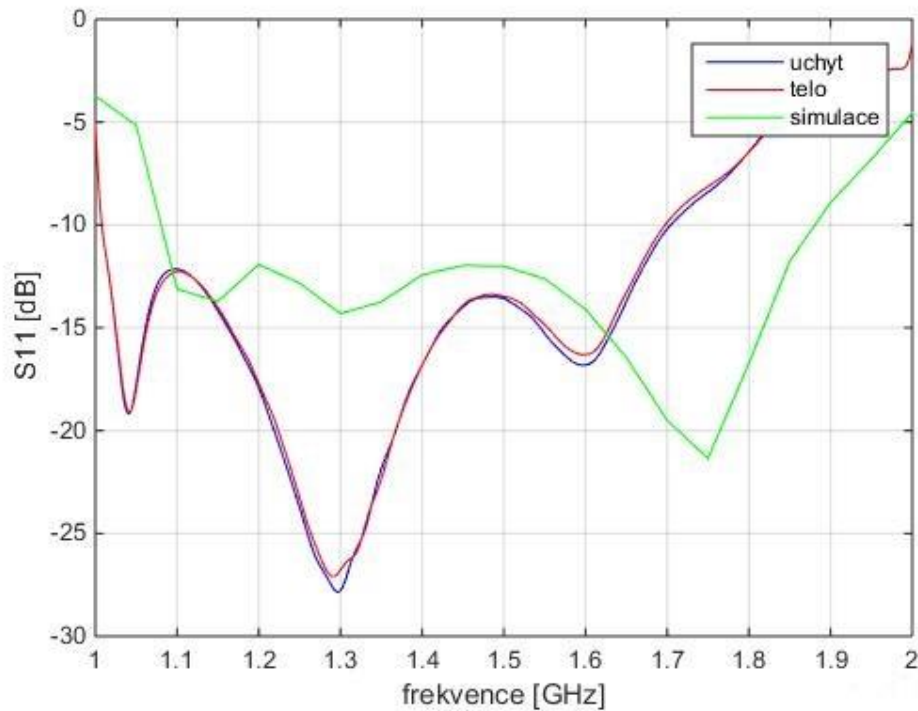
Obr. 48 - Průběh modulu koeficientu odrazu simulované antény

9.1. Útlum odrazů a ověření funkčnosti v blízkosti lidského těla

Útlum odrazů se měřil pomocí vektorového analyzátoru Rohde & Schwarz ZVA 40. Pro kalibraci měření útlumu odrazů se použila metoda OSM (Open, Short, Match).

Útlum se odrazů byl změřen jak v úchyty pro měření antén v bezodrazové komoře, tak i v blízkosti lidského těla (konkrétně na hrudi).

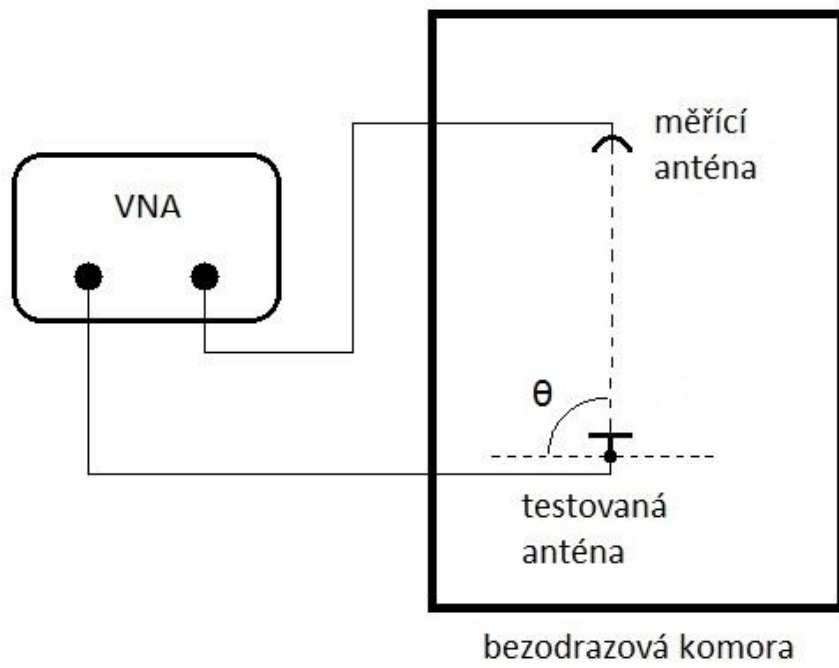
Z obr. 49 je vidět, že došlo k přeladění antény na nižší frekvenci včetně zlepšení přizpůsobení v celé požadované šířce pásma. Vliv lidského těla, díky zemní rovině, je minimální. Ovšem anténa s rozměry 200 x 200 x 23 mm se dá považovat za nositelnou velmi obtížně.



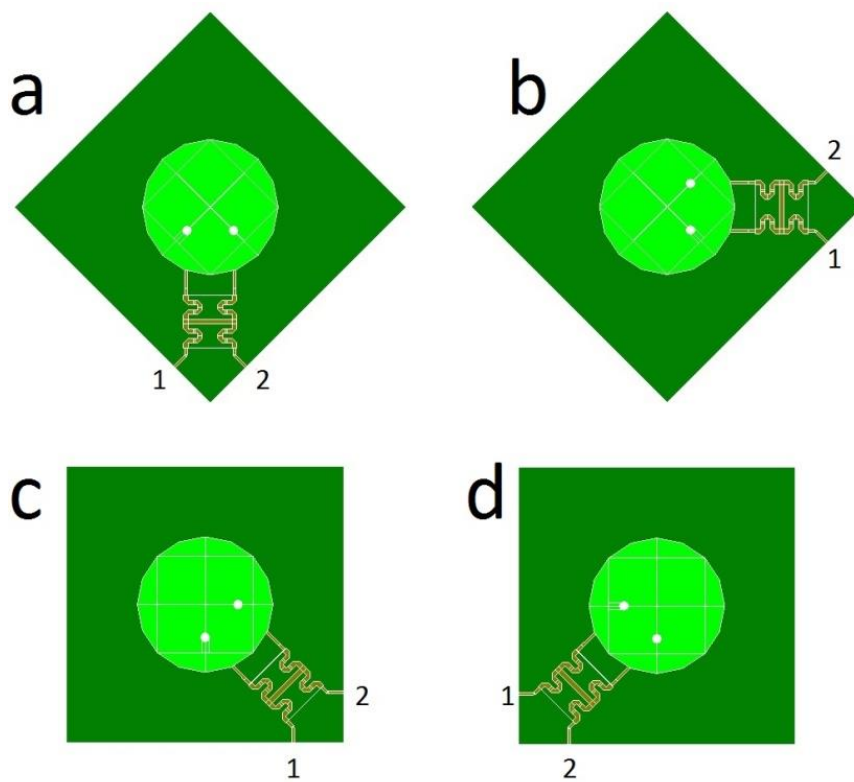
Obr. 49 - Útlum odrazů vyrobené antény

9.2. Měření směrových charakteristik

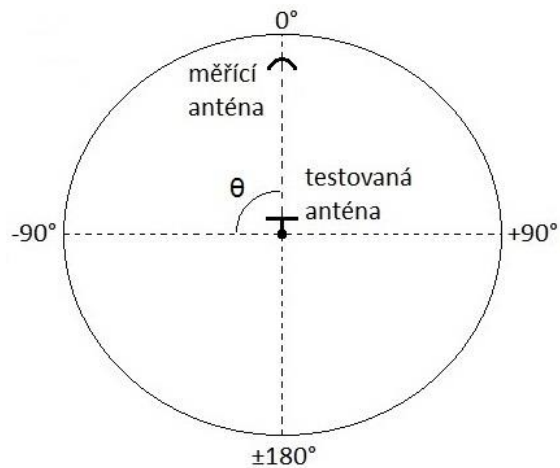
Vyrobená anténa byla proměřena v bezodrazové komoře pomocí trychtýřové antény. Anténa byla natočena a změřena pro různé řezy rovin, jejichž vyobrazení je na obr. 51 (pohled od měřicí antény).



Obr. 50 - Schéma pro měření antény



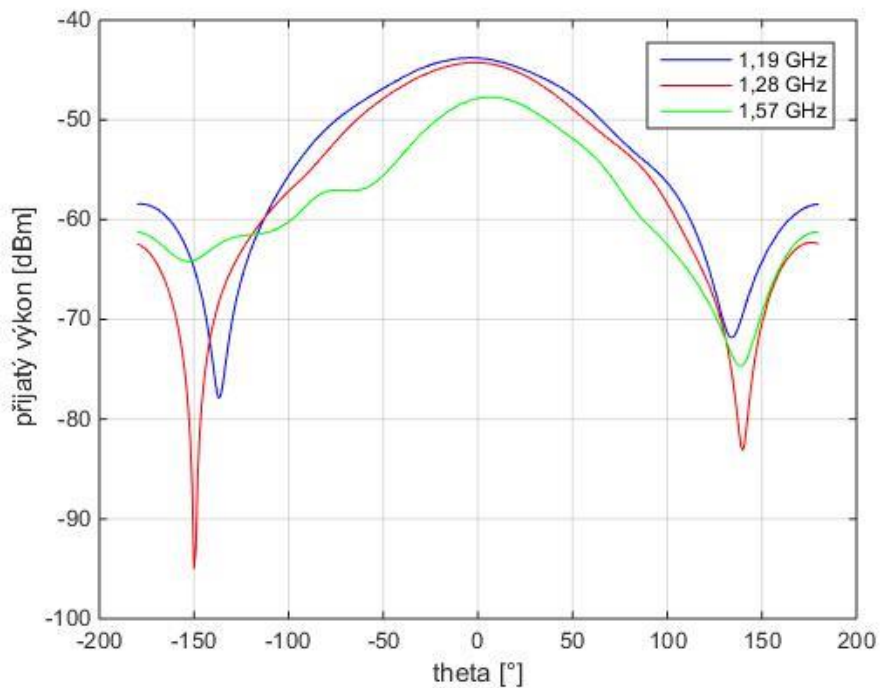
Obr. 51 - Natočení antény pro jednotlivá měření



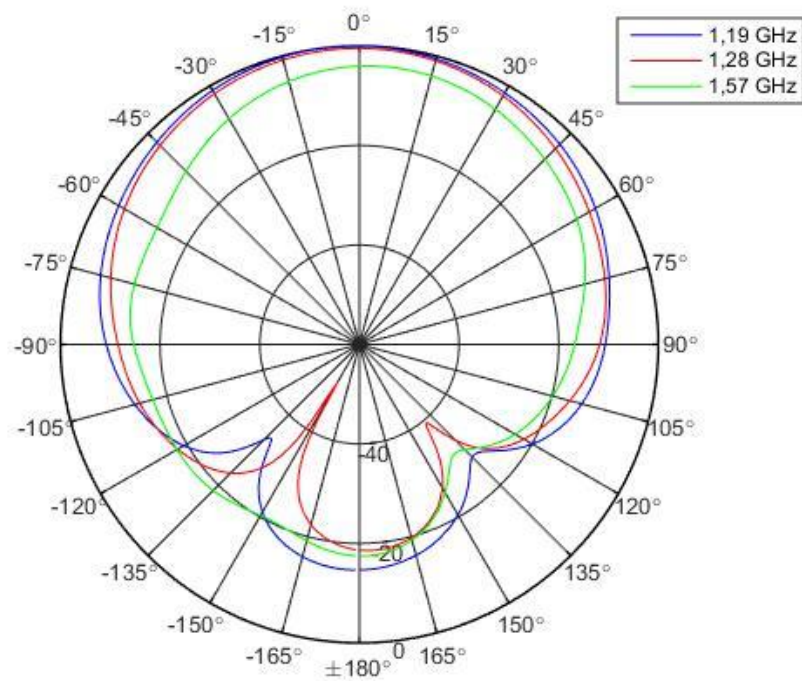
Obr. 52 – Úhly θ natočení antény (pohled shora)

Směrové charakteristiky se naměřily tak, že testovací anténa se otáčela kolem své vlastní osy a trychtýřová anténa přijímala vysílaný výkon. V obr. 52 je zobrazeno schéma pro určení úhlů θ určující momentální natočení antény při měření. Z každého požadovaného subpásma byla vybrána střední frekvence a ta byla změřena.

- konfigurace a)

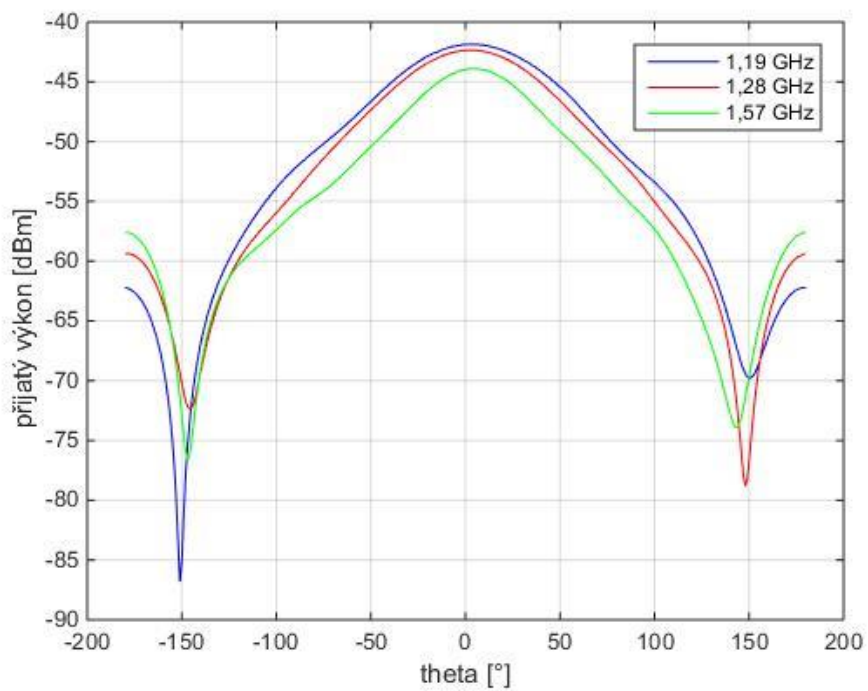


Obr. 53 - Směrové charakteristiky pro měření a) – kartézské souřadnice

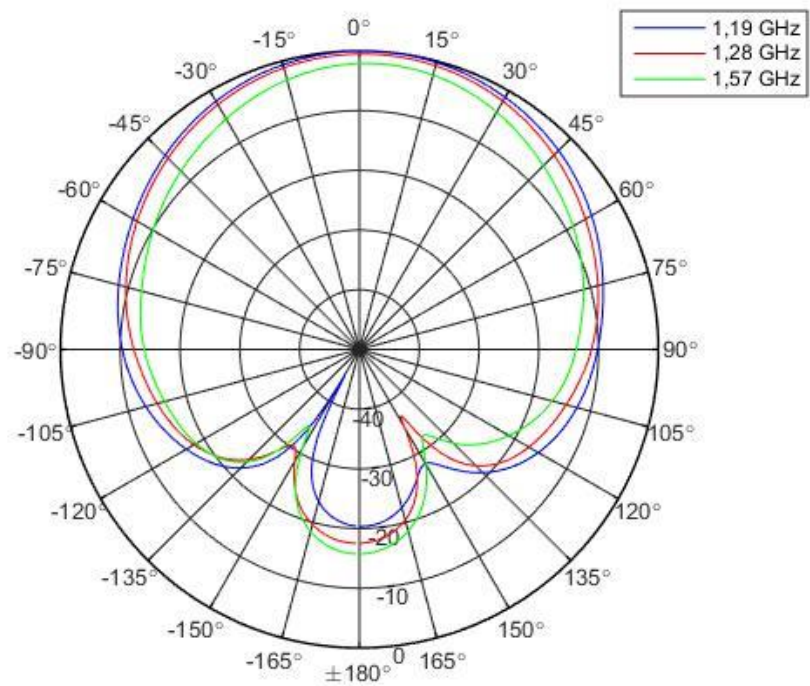


Obr. 54 – Normované směrové charakteristiky pro měření a) - polární diagram

- konfigurace b)

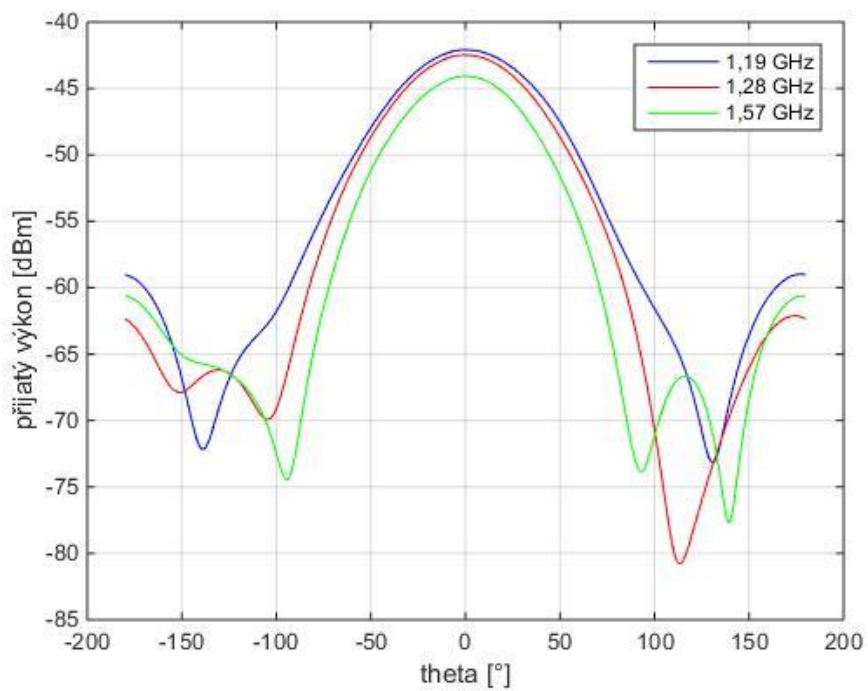


Obr. 55 - Směrové charakteristiky pro měření b) - kartézské souřadnice

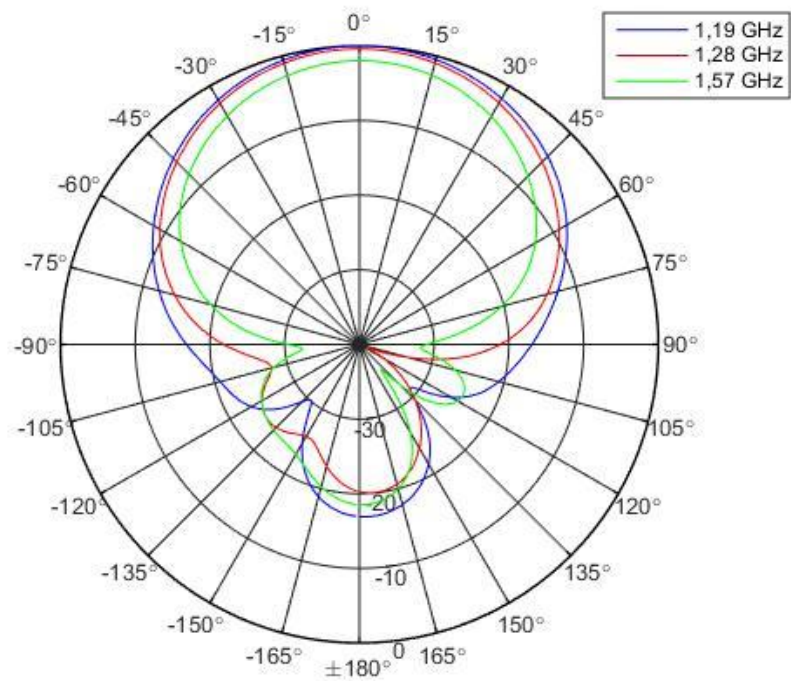


Obr. 56 - Normované směrové charakteristiky pro měření b) - polární diagram

- konfigurace c)

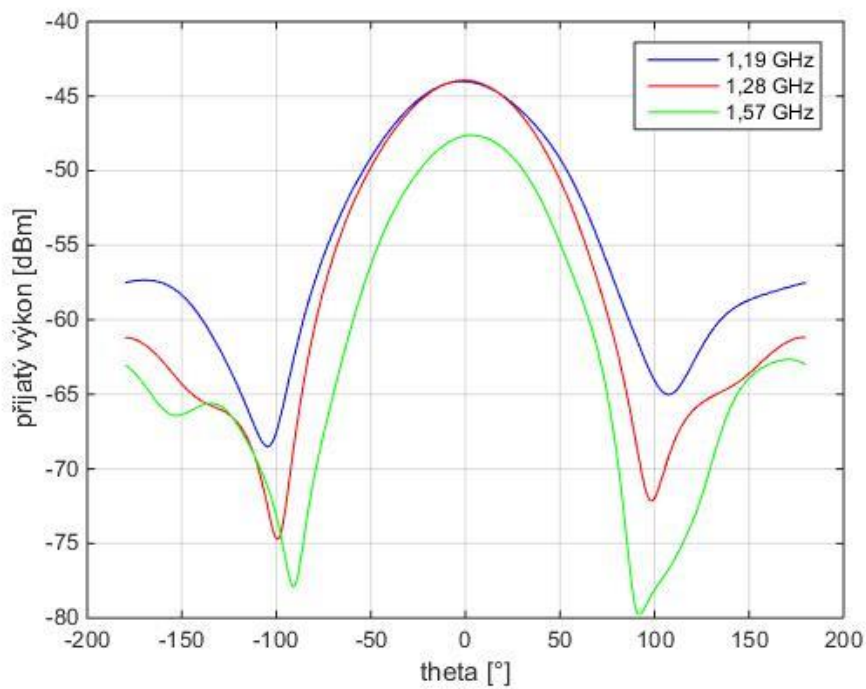


Obr. 57 - Směrové charakteristiky pro měření c) - kartézské souřadnice

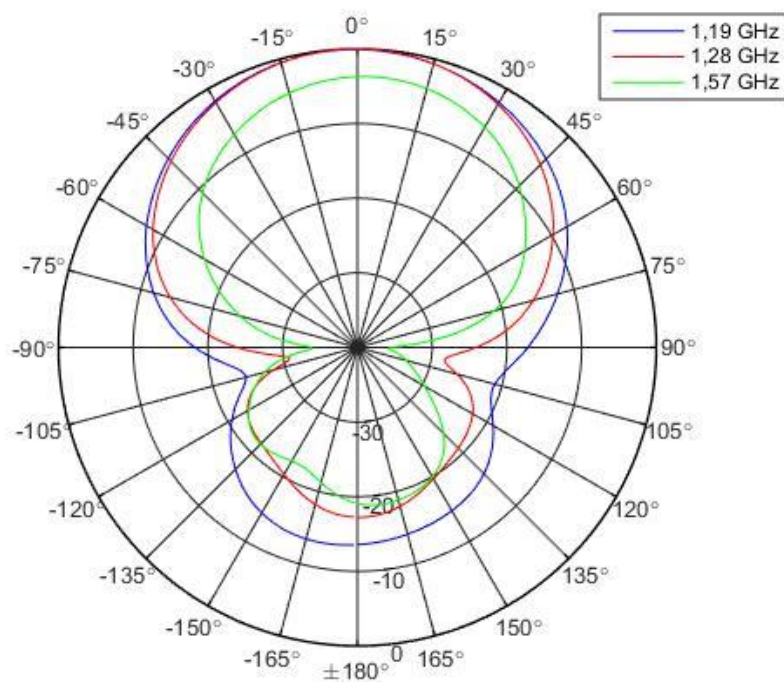


Obr. 58 - Normované směrové charakteristiky pro měření c) - polární diagram

- konfigurace d)



Obr. 59 - Směrové charakteristiky pro měření d) - kartézské souřadnice

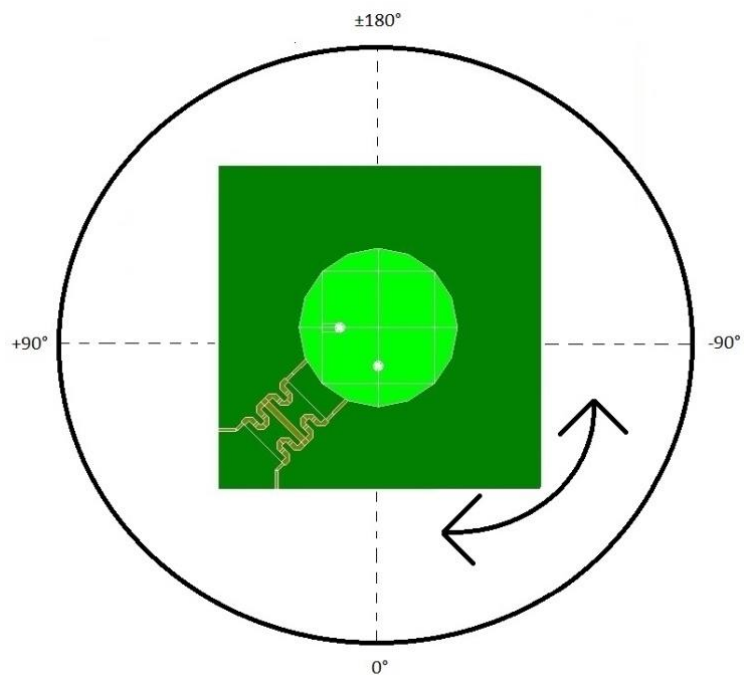


Obr. 60 - Normované směrové charakteristiky pro měření d) - polární diagram

Hodnoty kolem obvodu polárních diagramů značí úhel natočení antény θ , menší soustředné kružnice označují rozdíl v příjmu amplitudy signálu od nejsilnějšího přijatého. Z naměřených dat lze vyčíst, že umístění napájecích sond a třípříčkového vazebního členu přímo mezi trychtýřovou anténou a fyzický střed testované antény má za následek zvýšení přijímaného výkonu.

9.3. Měření osového poměru

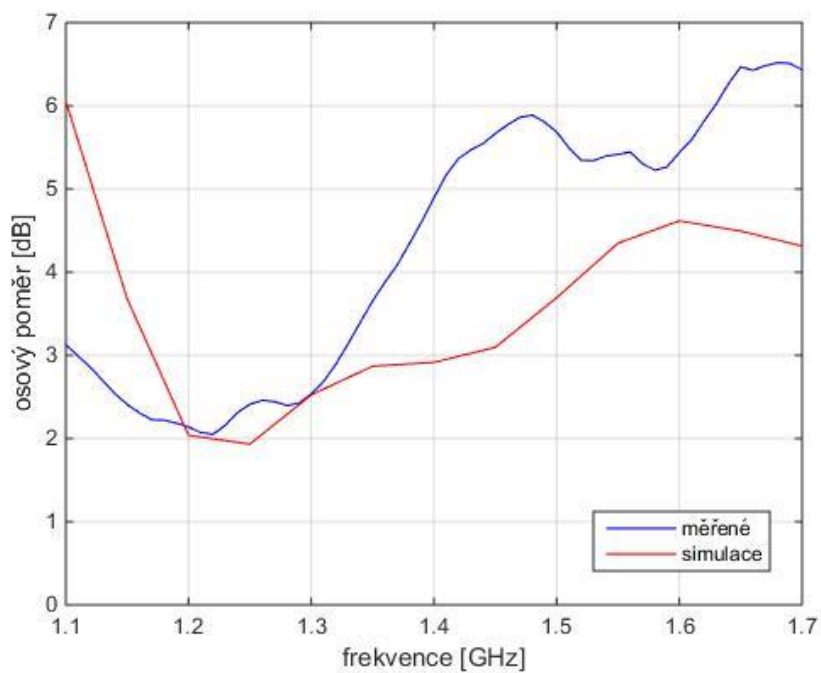
Osový poměr byl zaznamenán pomocí trychtýřové antény. Testovaná anténa se otáčela dokola kolem vlastního středu a trychtýřovou anténou byla zaznamenána polarizační obálka. Výchozí konfigurace vychází z obr. 51 v pořadí d), a), b). Z naměřené polarizační obálky se potom určil osový poměr. K využití výpočtu osového poměru byly využity vzorce z kapitoly 5.1.2. Protože se předpokládá příjem signálu nejen z přímého směru, byla anténa natočena do úhlů $\theta = -60^\circ, -30^\circ, 0^\circ, +30^\circ$ a $+60^\circ$ (viz. obr. 52).



Obr. 61 - Otáčení antény kolem vlastní osy pro měření osového poměru

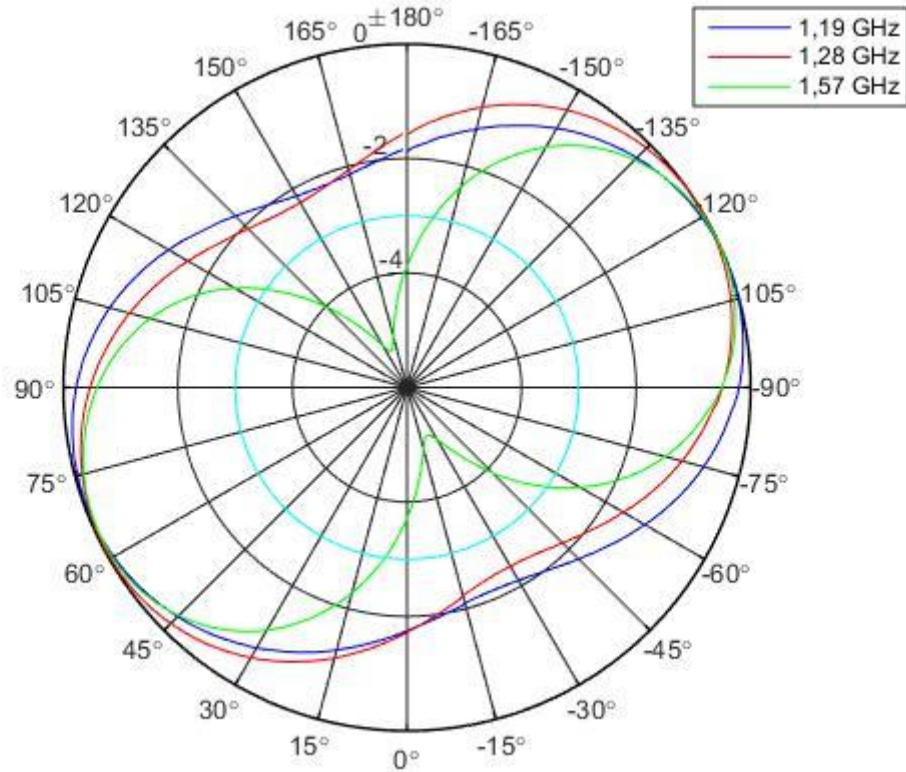
- konfigurace d)

V tomto případě se anténa nenatáčí do úhlu θ , ale pouze do úhlu φ .



Obr. 62 - Porovnání simulovaného a změřeného osového poměru pro konfiguraci d)

Pokud míří antény přímo proti sobě, a testovaná je v konfiguraci d), dosáhne se 3 dB osového poměru v celém spodním pásmu. V horním pásmu se však osový poměr pohybuje kolem 5,5 dB.

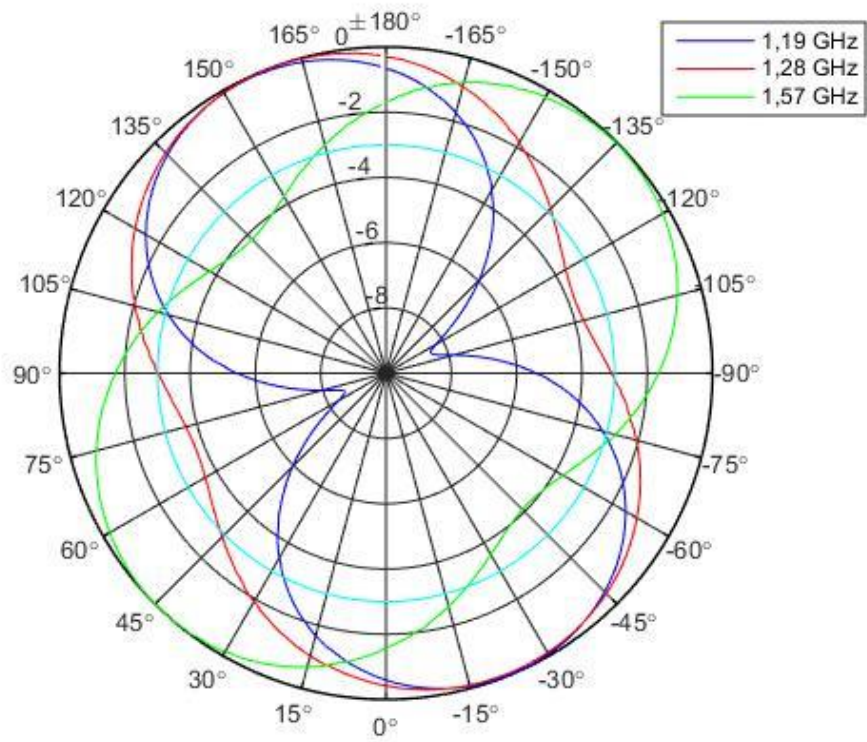


Obr. 63 - Normované hodnoty osového poměru - polární digram

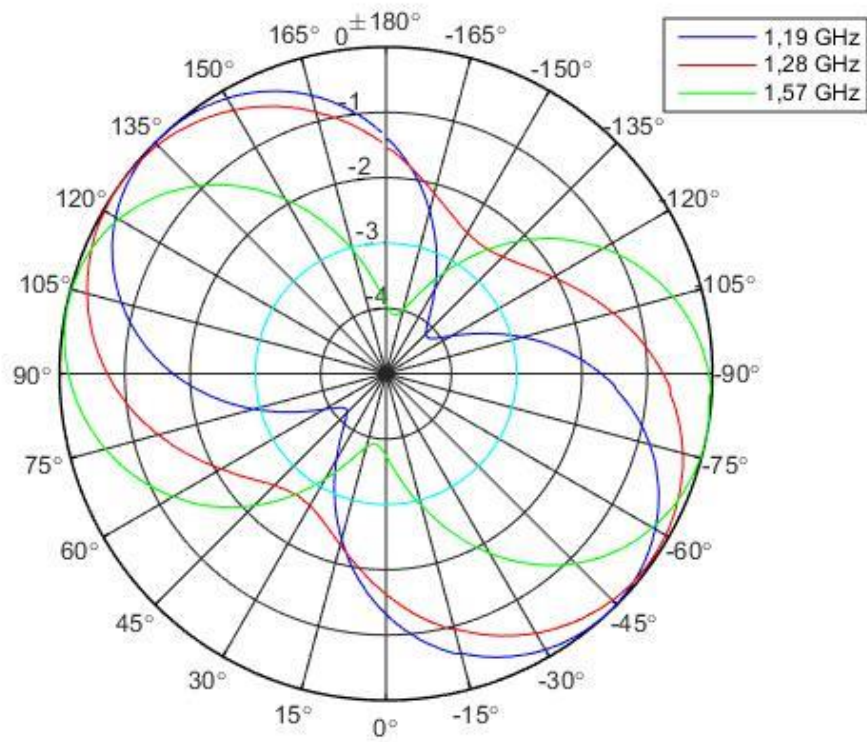
V obr. 63 je zobrazen normovaný naměřený osový poměr v polárním diagramu pro střední frekvence jednotlivých pásem. Soustředné kružnice představují pokles hodnoty osového poměru v dB. Světle modrá kružnice představuje hodnotu 3 dB.

- konfigurace a)

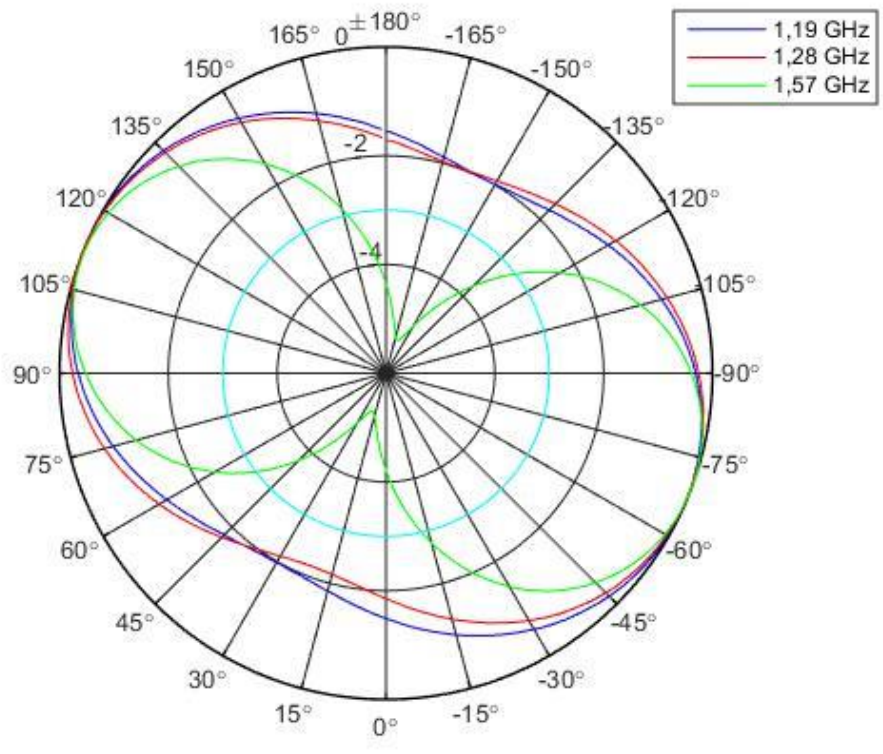
Následující měření proběhlo již s otáčením antény podle úhlu θ .



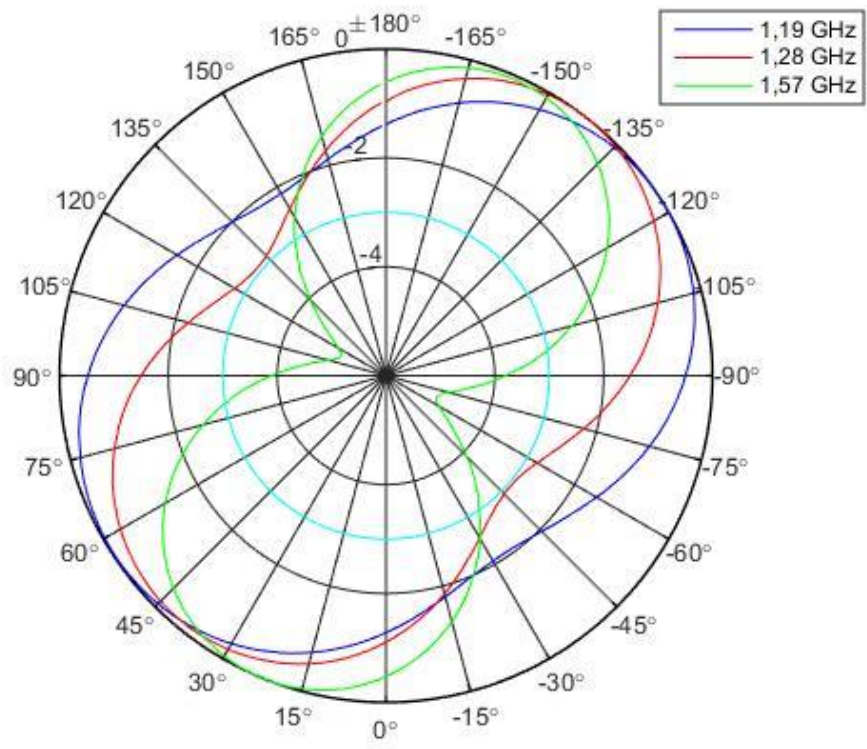
Obr. 64 – Konfigurace a) $\theta = -60^\circ$



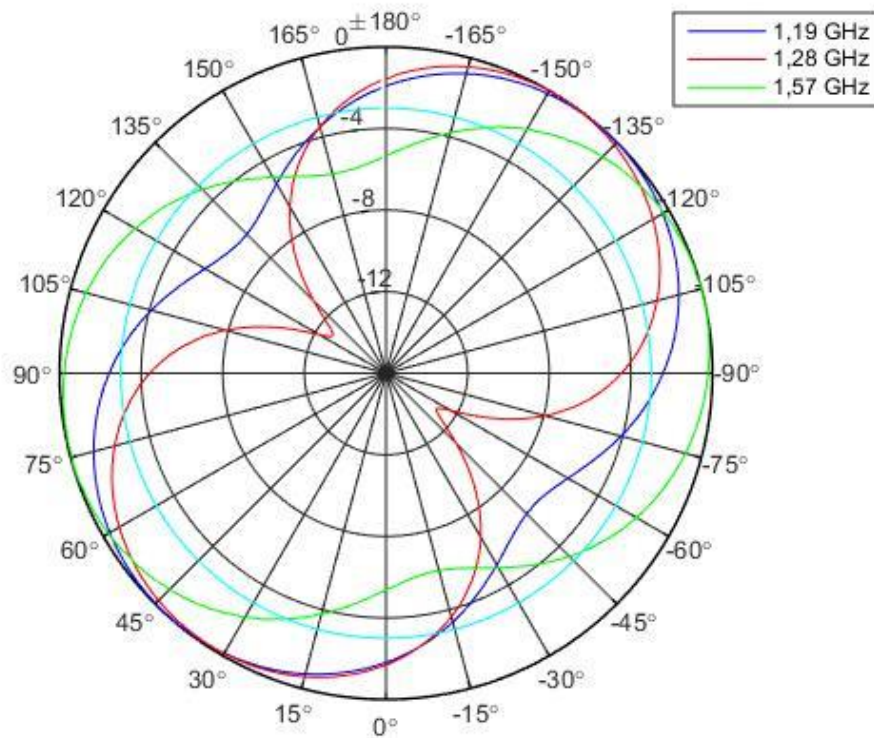
Obr. 65 - Konfigurace a) $\theta = -30^\circ$



Obr. 66 - Konfigurace a) $\theta = 0^\circ$



Obr. 67 - Konfigurace a) $\theta = +30^\circ$

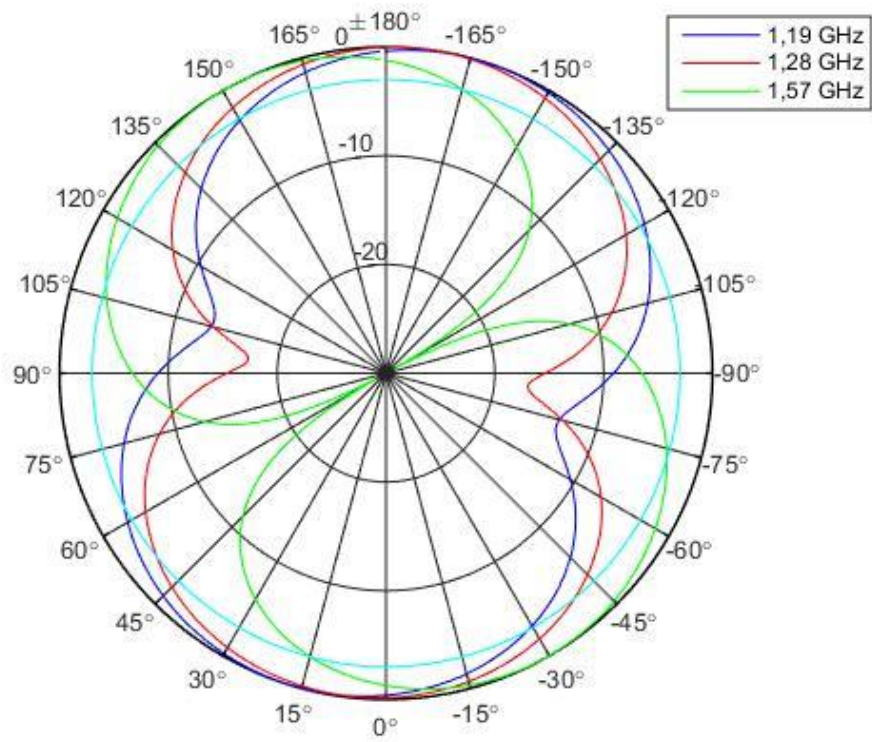


Obr. 68 - Konfigurace a) $\theta = +60^\circ$

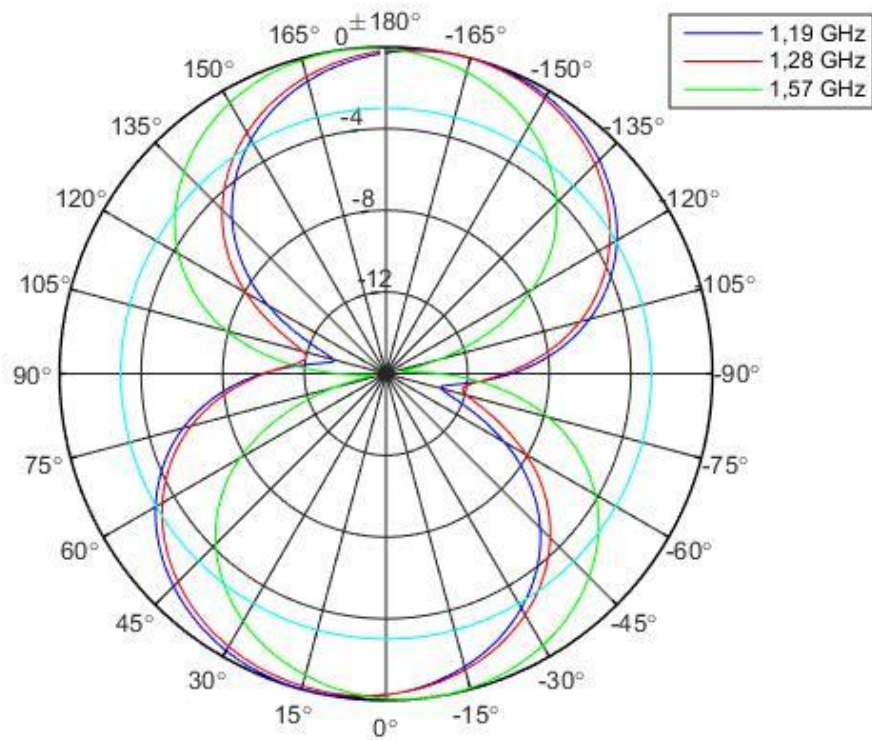
Při konfiguraci a) se dosáhlo 3 dB osového poměru v rozsahu $\theta = \pm 30^\circ$ pro frekvence 1,19 GHz a 1,28 GHz krom jedné výjimky. U nejnižší frekvence pro $\theta = -30^\circ$ stoupl osový poměr na přibližně 4 dB. Pro natočení $\theta = \pm 60^\circ$ a frekvenci 1,57 GHz se 3 dB osového poměru dosáhnout nepodařilo.

- konfigurace b)

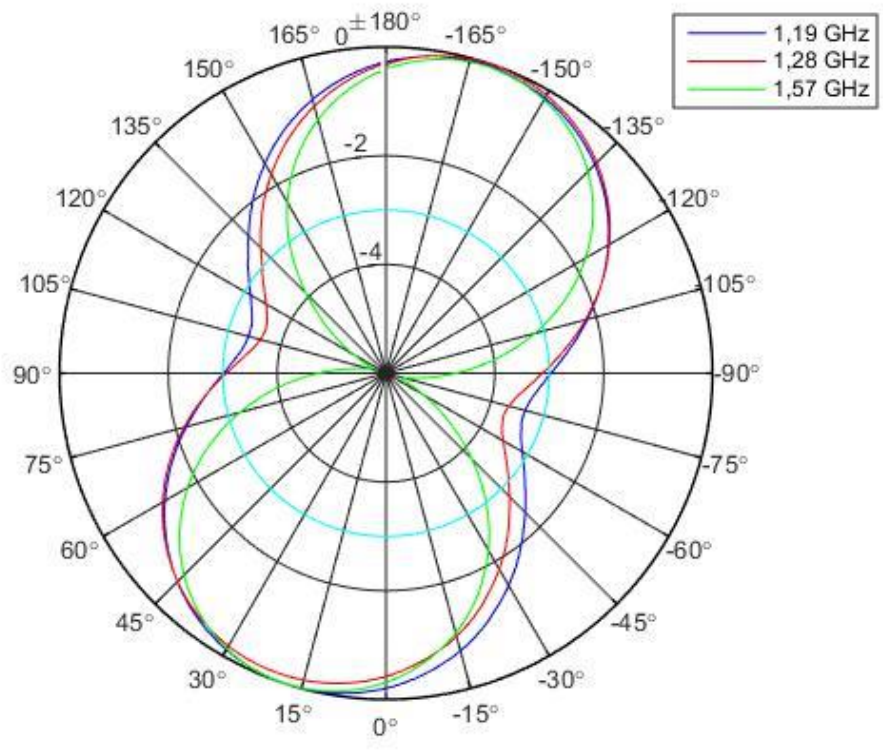
V posledním měření byl zájem o zjištění vlivu napájecích sond na osový poměr. Proto byla anténa nakonfigurována tak, aby napájecí sondy s třípříčkovým vazebním členem byly ve dvou případech mezi fyzickým středem patche a měřicí anténou.



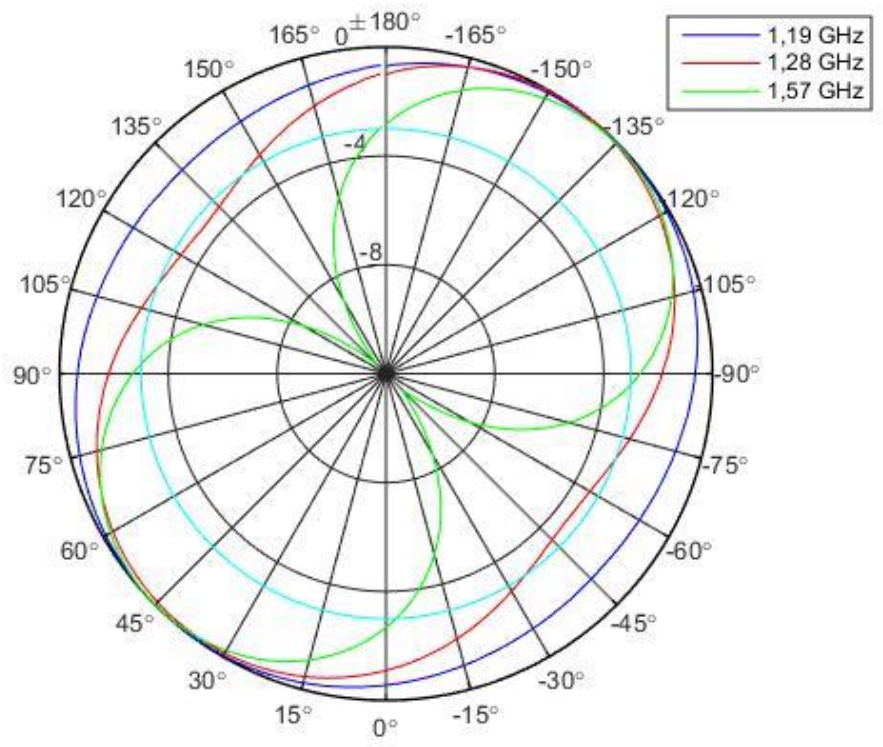
Obr. 69 - Konfigurace b) $\theta = -60^\circ$



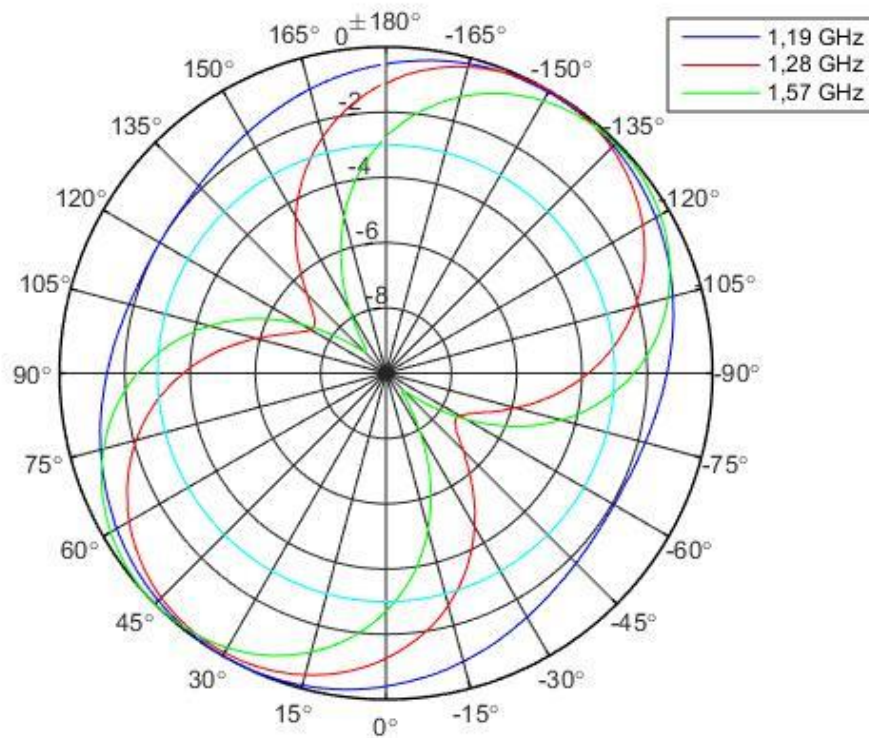
Obr. 70 - Konfigurace b) $\theta = -30^\circ$



Obr. 71 - Konfigurace b) $\theta = 0^\circ$



Obr. 72 - Konfigurace b) $\theta = +30^\circ$



Obr. 73 - Konfigurace b) $\theta = +60^\circ$

Z naměřených dat se dá vyčíst, že napájecí sondy mají jistý vliv na osový poměr antény při měření z určitého směru. V měřeních při $\theta = +30^\circ$ a $+60^\circ$ lze vyčíst znatelné zlepšení osového poměru oproti měření v $\theta = -30^\circ$ a -60° . Dá se říci, že proudy tekoucí po napájecích sondách o délce $\approx 0,1\lambda$ mohou mít vliv na vyzařování patche a tím ovlivnit nejen osový poměr, ale i směrovou charakteristiku.

Velikost osového poměru závisí také na natočení antény v úhlu φ . Nejlepších hodnot se dosáhlo (v co největším rozpětí úhlu θ) tehdy, když testovací anténa viděla testovanou anténu jako osově souměrnou (konfigurace a)).

10. Závěr

Navrhnout jeden nízkoprofilový kruhově polarizovaný zářič s takovými parametry (zejména osovým poměrem), schopný pokrytí celého frekvenčního pásma systému Galileo je poměrně komplikované. Nejlepší publikované antény mají poměrně vysokou výšku substrátu a požadavek byl navrhnout anténu s co nejmenšími rozměry. Nabízí se řešení sestavit anténní systém z více zářičů, kde by každý z nich pokrýval část pásma, a tím by velikost antén byla menší. To by však nebylo v souladu se zadáním. Nezbyvá tedy než akceptovat jisté zhoršení požadovaných parametrů na okrajích pásma, pokud volíme pro pokrytí celého požadovaného pásma jeden zářič. A právě vybraná struktura využívající mikrovlnných substrátů teoreticky splňuje požadované podmínky návrhu.

Anténa navržená v této práci má výšku vzduchového substrátu 21,7 mm a pro její implementaci do textilní verze by bylo potřeba využít pěnového substrátu této výšky. Anténa díky svým rozměrům by musela být nošena pouze na hrudi či zádech, což by omezovalo její aplikovatelnost, neboť navrstvení pěnového substrátu do požadované výšky by znamenalo omezení flexibility antény a tím omezenou možnost její nositelnosti na jiných částech těla. Došlo by samozřejmě k degradaci funkčnosti z důvodu použití méně elektricky kvalitnějších materiálů, než z jakých byla publikovaná anténa navržena.

Měřením se podařilo ověřit, že anténa je schopna pracovat bez problému v blízkosti lidského těla a při správném natočení je schopna přijímat kruhovou polarizaci (resp. eliptickou do 3 dB osového poměru) v rozsahu přibližně $\theta = \pm 30^\circ$ pro dvě spodní frekvenční pásma (1 164 – 1 215 MHz a 1 260 – 1 300 MHz). Horní frekvenční pásmo (1 559 – 1 591 MHz) vykazuje osový poměr mezi 5 až 6 dB a to v rozsahu úhlů $\theta = \pm 60^\circ$ při konfiguraci a).

11. Literatura

- [1] "GALILEO – Evropský globální navigační družicový systém" [online], [cit. 31. 12. 2014], dostupný na [www: <http://www.czechspaceportal.cz/3-sekce/gnss-systemy/galileo/>](http://www.czechspaceportal.cz/3-sekce/gnss-systemy/galileo/)
- [2] "Komponenty systému Galileo" [online], [cit. 31. 12. 2014], dostupný na [www: <http://www.czechspaceportal.cz/3-sekce/gnss-systemy/galileo/komponenty-systemu-galileo/>](http://www.czechspaceportal.cz/3-sekce/gnss-systemy/galileo/komponenty-systemu-galileo/)
- [3] Vejražka F., "Družicová navigace III. Systémy GLONASS a Galileo", ČVUT Praha, Fakulta elektrotechnická, 2014
- [4] "Galileo General Introduction" [online], [cit. 11. 4. 2015], dostupný na [www: <http://www.navigpedia.net/index.php/Galileo_General_Introduction>](http://www.navigpedia.net/index.php/Galileo_General_Introduction)
- [5] "Wearable Antennas" [online], [cit. 31. 12. 2014], dostupný na [www: < http://www.antenna-theory.com/antennas/wearable-antennas.php>](http://www.antenna-theory.com/antennas/wearable-antennas.php)
- [6] Koski, K. ; Moradi, E. ; Bjorninen, T. ; Sydanheimo, L. ; Rahmat-Samii, Y. ; Ukkonen, L. , "On – Body Antennas: Towards Wearable Intelligence"; General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), Beijing, IEEE, August 2014
- [7] Lilja, J.; Pynttari, V.; Kaija, T.; Mäkinen, R.; Halonen, E.; Sillanpää, H.; Heikkinen, J.; Mantysalo, M.; Salonen, P.; de Maagt, P., "Body-Worn Antennas Making a Splash: Lifejacket - Integrated Antennas for Global Search and Rescue Satellite System," Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol. 55, no. 2, pp. 324,341, April 2013
- [8] D. Curone, E. L. Secco, A. Tognetti, G. Loriga, G. Dudnik, M. Risatti, R. Whyte, A. Bonfiglio, and G. Mageses, "Smart garments for emergency operators: The ProeTEX project," IEEE Trans. Inf. Technol. Biomed., vol. 14, no. 3, pp. 694–701, May 2010
- [9] "The Washable Wearable Antenna" [online], [cit. 31. 12. 2014], dostupný na [www: <http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Engineering_Technology/The_washable_wearable_antenna>](http://www.esa.int/Our_Activities/Space_Engineering_Technology/The_washable_wearable_antenna)

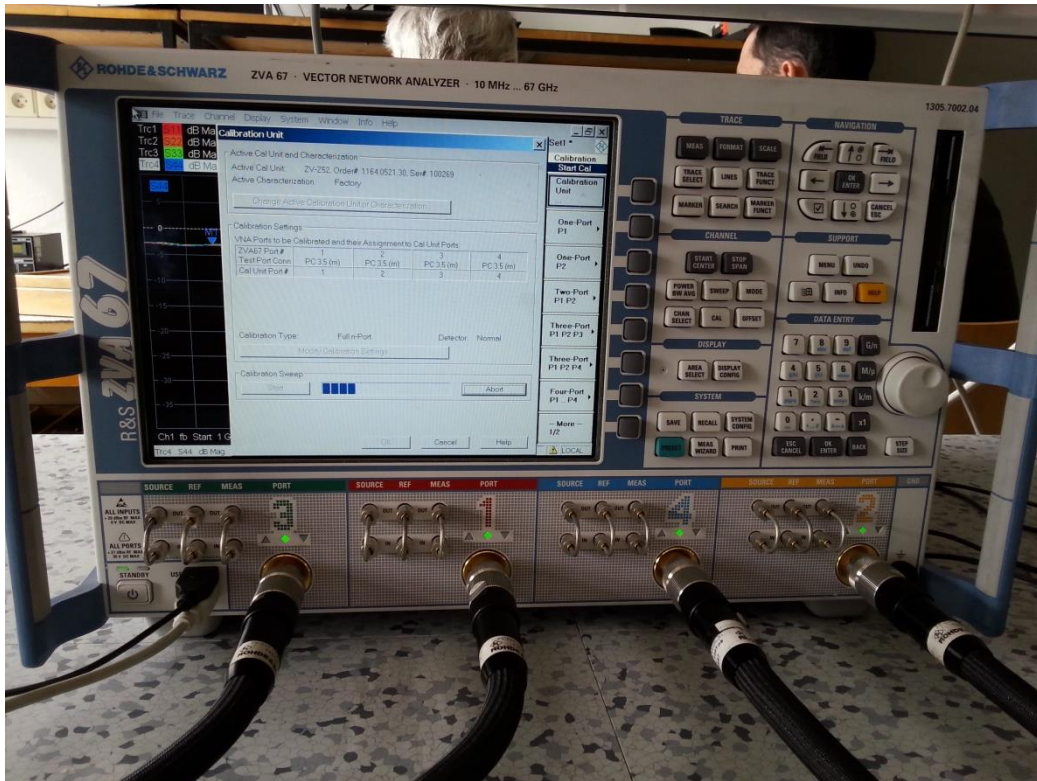
- [10] A. Alomainy, Y. Hao, and F. Pasveer, "Numerical and experimental evaluation of a compact sensor antenna for healthcare devices", IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst., vol. 1, no. 4, pp. 242–249, Dec. 2007.
- [11] T. Kellomaki, J. Heikkinen, and M. Kivikoski, "Effects of bending GPS antennas", in Proc. Microw. Conf., Dec. 12–15, 2006, pp. 1597–1600.
- [12] Kořínek T., Hazdra P., Mazánek M., "Antenna Measurements", ČVUT, Praha, 2014
- [13] Mazánek M., Pechač P., "Šíření elektromagnetických vln a antény", skriptum, ČVUT, Praha, 2004
- [14] Garg R., "Microstrip Antenna Design Handbook", Artech House INC., London, 2001
- [15] James J. R., Hall P. S., " Handbook of Microstrip Antennas", Peter Peregrinus Ltd. London 1989
- [16] Huang J., "A Technique for an Array To Generate Circular Polarization With Linearly Polarized Elements", IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-34, 1986, pp. 1113 – 1124
- [17] Kin Lu Wong, "Compact and Broadband Microstrip Antennas", John Wiley & Sons, INC., New York, 2012
- [18] P. Salonen, Y. Rahmat-Samii, M. Schaffrath, and M. Kivikoski, "Effect of textile materials on wearable antenna performance: a case study of GPS antennas," in 2004 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp., vol. 1, June 2004, pp. 459 – 462.
- [19] Kaivanto, E.K.; Berg, M.; Salonen, E.; de Maagt, P., "Wearable Circularly Polarized Antenna for Personal Satellite Communication and Navigation," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 59, no. 12, pp.4490,4496, Dec. 2011
- [20] Dierck, A; Rogier, H.; Declercq, F., "A Wearable Active Antenna for Global Positioning System and Satellite Phone," Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.61, no.2, pp.532,538, Feb. 2013
- [21] Vallozzi, L.; Vandendriessche, W.; Rogier, H.; Hertleer, C.; Scarpello, M.L., "Wearable textile GPS antenna for integration in protective garments," Antennas and

Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, pp.1,4, 12-16 April 2010

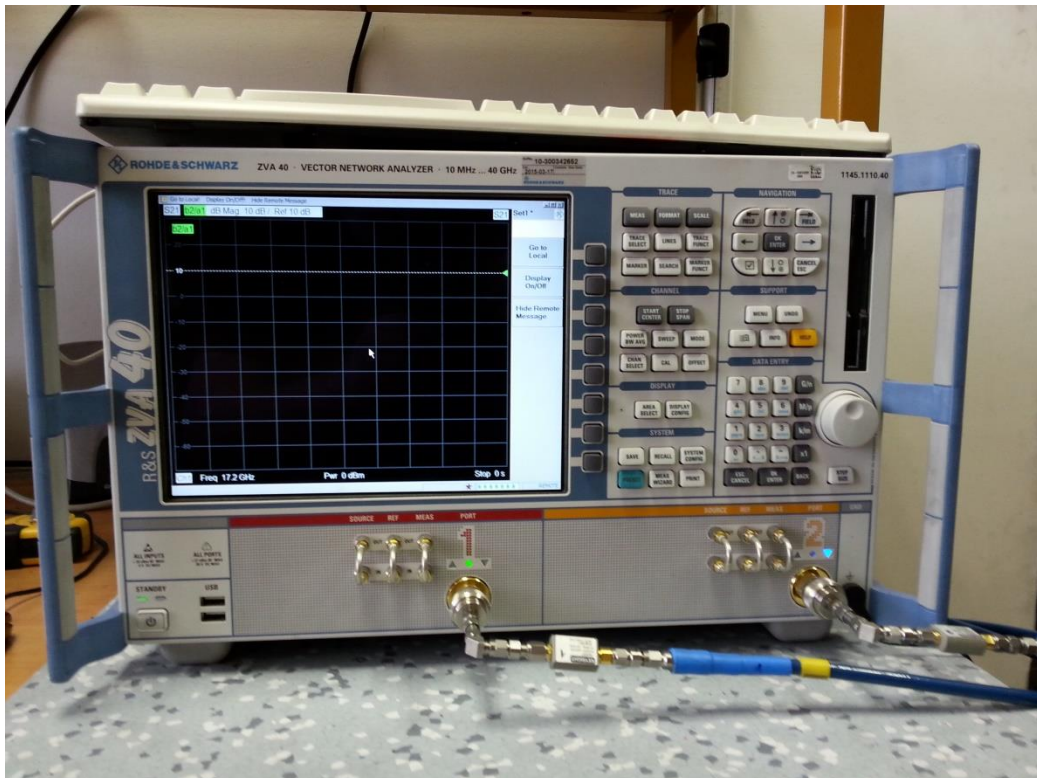
- [22] Elliot, P. G.; Rosario, E. N.; Rama Rao, B.; Davis, R. J.; Marcus, N. M., "*E-textile microstrip patch antennas for GPS Position Location and Navigation*", Symposium (PLANS), 2012 IEEE/ION, pp. 66-73, April 2012
- [23] Hoffmann K., "*Planární mikrovlnné obvody*", skriptum, ČVUT, Praha, 2010, str.44-71
- [24] Balanis C., "*Antenna Theory: Analysis and Design* ", John Wiley&Sons, Inc., New York, 2005, pp. 752-762

Seznam příloh

Obr. B1 - Vektorový analyzátor Rohde&Schwarz ZVA 67	91
Obr. B2 - Vektorový analyzátor Rohde&Schwarz ZVA 40	91
Obr. B3 - Kalibrační jednotka Rohde&Schwarz ZV-Z52.....	92
Obr. B4 - Vyrobená anténa společně s třípříčkovým vazebním členem	93
Obr. B5 - Boční pohled na strukturu antény	93



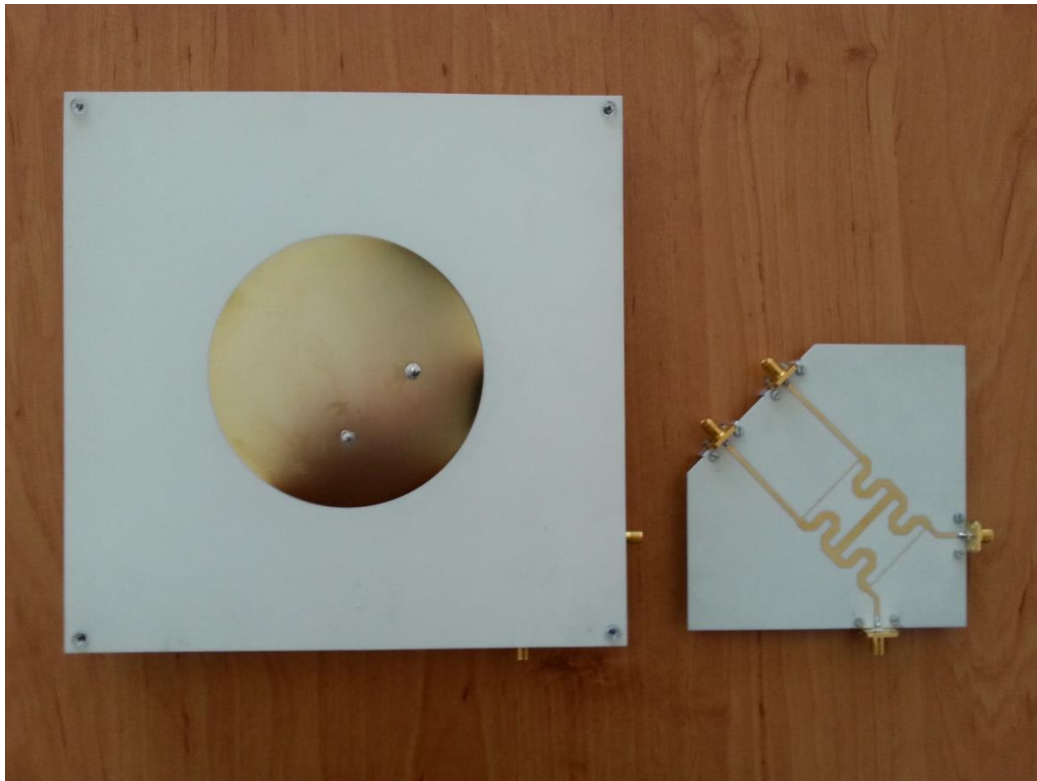
Obr. B1 - Vektorový analyzátor Rohde&Schwarz ZVA 67



Obr. B2 - Vektorový analyzátor Rohde&Schwarz ZVA 40



Obr. B3 - Kalibrační jednotka Rohde&Schwarz ZV-Z52



Obr. B4 - Vyrobená anténa společně s třípříčkovým vazebním členem



Obr. B5 - Boční pohled na strukturu antény