

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2023

Bc. Vojtěch Zbořil



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PLANÁRNÍ SPIRÁLOVÁ ANTÉNA

PLANAR SPIRAL ANTENNA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Vojtěch Zbořil

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Láčák, Ph.D.

BRNO 2023

Diplomová práce

magisterský navazující studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Vojtěch Zbořil

ID: 195653

Ročník: 2

Akademický rok: 2022/23

NÁZEV TÉMATU:

Planární spirálová anténa

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem činnosti planárních spirálových antén. Vhodnou variantu z těchto antén vyberte a navrhnete pro kmitočtové pásmo 1 GHz až 10 GHz. Ve vhodném programu vytvořte kompletní model antény včetně symetrizačního členu a impedančního transformátoru. Anténu optimalizujte v daném kmitočtovém pásmu tak, aby poměr stojatých vln byl maximálně 2, odezva zisku v normálovém směru k rovině antény byla co nejstabilnější a osový poměr ve stejném směru byl co nejmenší.

Navrženou anténu realizujte ve dvou kusech a experimentálně ověřte její vlastnosti. Diskutujte dosažené výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] PROCHÁZKA, M. Antény - encyklopedická příručka, Praha: BEN - technická literatura, 2001.
- [2] BALANIS, C., A., Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition, John Wiley and Sons, New Jersey, 2005.
- [3] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z., Antény a šíření rádiových vln. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.

Termín zadání: 6.2.2023

Termín odevzdání: 8.8.2023

Vedoucí práce: doc. Ing. Jaroslav Láčák, Ph.D.

doc. Ing. Lucie Hudcová, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem planární spirálové antény. Cílem práce je navrhnout vhodnou planární spirálovou anténu, která bude splňovat požadavky zadání. V práci jsou představeny dva typy těchto antén a následně je pro jeden konkrétní vytvořen návrh a model. Jsou zde diskutovány výsledky simulací modelu a následná optimalizace. V práci jsou zkoumány charakteristické parametry antény a jejich rozbor. Model je následně optimalizován a probíhá diskuse nad výsledky. Výstupem práce by měla být navrhnutá anténa, která bude sloužit pro měřicí účely.

Klíčová slova

Planární spirálová anténa, equiangulární spirálová anténa, perfektní elektrický vodič, balun, impedanční transformátor

Abstract

This thesis deals with the design of a planar spiral antenna. The purpose of the work was to design a suitable planar spiral antenna that would meet the requirements of the assignment. There are two types of these antennas presented in the work, and then there is also a design and model that is created for one of them. The results of model simulations and subsequent optimization are discussed. The characteristic parameters of the antenna and their analysis are investigated. The model is followed-up optimization and the results are discussed. The output of this work should be a designed antenna, which will serve for measuring tasks.

Keywords

Planar spiral antenna, equiangular spiral antenna, perfect electric conductor, balun, impedance transformer

Bibliografická citace

ZBOŘIL, Vojtěch. *Planární spirálová anténa*. Brno, 2023. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/144303>. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Jaroslav Láčík.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	Vojtěch Zbořil
VUT ID studenta:	195653
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2022/23
Téma závěrečné práce:	Planární spirálová anténa

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 8. srpna 2023

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce doc. Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, trpělivost, vstřícnost a další cenné rady při zpracování mé semestrální práce.

V Brně dne: 8. srpna 2023

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
ÚVOD	11
1. PLANÁRNÍ SPIRÁLOVÉ ANTÉNY	12
1.1 ANTÉNA SPIRÁLOVÁ ARCHIMEDOVA	12
2. EQUIANGULÁRNÍ PLANÁRNÍ SPIRÁLOVÁ ANTÉNA	15
2.1 NAPÁJENÍ ROVNOÚHLÉ ANTÉNY	17
3. BALUN – SYMETRIZAČNÍ OBVOD	18
3.1 PRO NÍZKOFREKVENČNÍ PÁSMA	19
3.2 PRO PÁSMA GHZ	19
3.2.1 <i>Asymetrické mikropáskové vedení</i>	19
3.2.2 <i>Symetrické mikropáskové vedení</i>	21
4. IMPEDANČNÍ PŘÍZPŮSOBNÍ	23
4.1 TYPY IMPEDANČNÍCH TRANSFORMÁTORŮ	24
4.1.1 <i>Čtvrtlenný transformátor</i>	24
4.1.2 <i>Kaskádní čtvrtlenný transformátor</i>	25
4.1.3 <i>Exponenciální transformátor</i>	26
5. MODEL ANTÉNY	28
5.1 OPTIMALIZACE MODELU	34
5.2 NÁVRH BALUNU	45
5.3 MODEL ZÁŘIČE S BALUNEM	48
5.4 NÁVRH PLECHOVKY S ABSORBÉREM	54
5.4.1 <i>Model plechovky s absorbérem</i>	55
5.5 KOMPLETNÍ ANTÉNNÍ STRUKTURA	56
5.6 VÝROBA KOMPLETNÍ ANTÉNNÍ STRUKTURY	57
6. ZÁVĚR	59
LITERATURA	60
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	62
SEZNAM PŘÍLOH	64

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1 Anténa spirálová Archimedova - LHCP [2]	13
Obr. 1.2 Anténa spirálová Archimedova - RHCP [2]	14
Obr. 2.1 Planární spirálová anténa [2]	16
Obr. 2.2 Planární spirálová štěrbinová anténa [2]	16
Obr. 2.3 Blokové schéma asymetrického buzení antény	17
Obr. 2.4 Blokové schéma symetrického buzení antény	17
Obr. 3.1 Balun po syntéze s impedančním transformátorem [6]	18
Obr. 3.2 Symetrizace pro nízkofrekvenční pásmo, a) rukávem, b) pahýlem, c) půlvlnnou smyčkou [8] ...	19
Obr. 3.3 Asymetrické mikropáskové vedení	20
Obr. 3.4 Rozložení pole E a H pro asymetrické mikropáskové vedení [13]	21
Obr. 3.5 Symetrické mikropáskové vedení	22
Obr. 3.6 Symetrické mikropáskové vedení s dokonale vodivou deskou	22
Obr. 4.1 Blokové schéma obecného impedančního přizpůsobení [10]	24
Obr. 4.2 Čtvrtvlnný transformátor [8]	24
Obr. 4.3 Mikropáskový čtvrtvlnný transformátor [8]	25
Obr. 4.4 Kaskádní čtvrtvlnný transformátor [8]	25
Obr. 4.5 Mikropáskový kaskádní čtvrtvlnný transformátor	26
Obr. 4.6 Mikropáskový exponenciální transformátor	27
Obr. 5.1 Equiangulární planární spirálová anténa – model v HFSS	29
Obr. 5.2 Průběh činitele odrazu s_{11} v závislosti na frekvenci	30
Obr. 5.3 Poměr stojatých vln v závislosti na frekvenci	31
Obr. 5.4 Průběh reálné složky impedance v závislosti na frekvenci	31
Obr. 5.5 Průběh imaginární složky impedance v závislosti na frekvenci	32
Obr. 5.6 Průběh osového poměru v závislosti na frekvenci	33
Obr. 5.7 Zisk anténního systému v závislosti na frekvenci	34
Obr. 5.8 Equiangulární planární spirálová anténa – 2. model v HFSS	35
Obr. 5.9 Equiangulární planární spirálová anténa – 3. model v HFSS	36
Obr. 5.10 Průběh činitele odrazu s_{11} druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm	37
Obr. 5.11 Průběh činitele odrazu s_{11} třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm	38
Obr. 5.12 Průběh poměru stojatých vln druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm	38
Obr. 5.13 Průběh poměru stojatých vln třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm	39
Obr. 5.14 Průběh reálné a imaginární složky impedance druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm	40
Obr. 5.15 Průběh reálné složky impedance třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm	40
Obr. 5.16 Průběh osového poměru druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm	41
Obr. 5.17 Průběh osového poměru třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm	41
Obr. 5.18 Zisk anténního systému druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm	42
Obr. 5.19 Zisk anténního systému třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm	43
Obr. 5.20 Vyzářovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz	43
Obr. 5.21 Vyzářovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz	44

Obr. 5.22 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz	44
Obr. 5.23 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz	45
Obr. 5.24 Exponenciální balun	46
Obr. 5.25 Exponenciální balun – rozměry v mm	47
Obr. 5.26 Model exponenciálního balunu v HFSS	47
Obr. 5.27 Průběh činitele odrazu a přenosu v závislosti na frekvenci pro exponenciální balun	48
Obr. 5.28 Model zářiče s balunem	49
Obr. 5.29 Průběh činitele odrazu s_{11} kompletní anténní struktury v závislosti na frekvenci	50
Obr. 5.30 Poměr stojatých vln kompletní anténní struktury v závislosti na frekvenci.....	50
Obr. 5.31 Průběh reálné a imaginární složky impedance v závislosti na frekvenci pro kompletní anténní strukturu	51
Obr. 5.32 Průběh osového poměru v závislosti na frekvenci pro kompletní anténní strukturu	51
Obr. 5.33 Průběh zisku v závislosti na frekvenci pro kompletní anténní strukturu	52
Obr. 5.34 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz pro anténní strukturu	52
Obr. 5.35 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz pro anténní strukturu	53
Obr. 5.36 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz pro anténní strukturu	53
Obr. 5.37 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz pro anténní strukturu	54
Obr. 5.38 Model plechovky	55
Obr. 5.39 Geometrické parametry plechovky v mm	55
Obr. 5.40 Kompletní anténní struktura – model v HFSS	56
Obr. 5.41 Foto zářiče (nalevo) a zářiče s balunem s konektorem (napravo).....	57
Obr. 5.42 Foto plechovky bez úprav (nalevo) a spleené i s měděnou fólií (napravo).....	57
Obr. 5.43 Foto kompletní plechovky s absorbérem	58
Obr. 6.1 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz	64
Obr. 6.2 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 2 GHz	64
Obr. 6.3 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 3 GHz	65
Obr. 6.4 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz	65
Obr. 6.5 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 5 GHz	66
Obr. 6.6 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 6 GHz	66
Obr. 6.7 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz	67
Obr. 6.8 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 8 GHz	67
Obr. 6.9 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 9 GHz	68

Obr. 6.10 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz	68
Obr. 6.11 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz	69
Obr. 6.12 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 2 GHz	69
Obr. 6.13 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 3 GHz	70
Obr. 6.14 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz	70
Obr. 6.15 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 5 GHz	71
Obr. 6.16 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 6 GHz	71
Obr. 6.17 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz	72
Obr. 6.18 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 8 GHz	72
Obr. 6.19 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 9 GHz	73
Obr. 6.20 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz	73

ÚVOD

Cílem práce je seznámení se s principem činnosti planárních spirálových antén, a poté zvolit vhodnou variantu antény, která bude navrhována pro kmitočtové pásmo 1 GHz až 10 GHz. Dále vytvořit ve vhodném programu kompletní model zvolené antény včetně symetrizačního členu a impedančního transformátoru. Anténa má být dále optimalizována v daném kmitočtovém pásmu tak, aby poměr stojatých vln byl maximálně 1,5, odezva zisku v normálovém směru k rovině antény byla co nejstabilnější a osový poměr ve stejném směru byl co nejmenší. Takto navržená anténa má být realizována ve dvou kusech a následně má proběhnout experimentální ověření její vlastností, které mají být srovnány s výsledky simulací navržené antény. Dílčí kroky budou rozebrány v jednotlivých kapitolách níže.

První kapitola práce se věnuje planárním spirálovým anténám. Jsou zde shrnuty teoretické poznatky dané problematiky a dále se zde pojednává o výběru vhodného zářiče, který naplňuje požadavky zadaných parametrů.

Druhá kapitola se zabývá podrobněji zvolenou anténní strukturou. Jsou zde uvedeny charakteristické parametry a její numerický návrh.

Třetí kapitola popisuje problematiku buzení navrhované antény a jejího přizpůsobení. Je zde představen symetrizační člen – balun.

Čtvrtá kapitola řeší problematiku impedančního transformátoru, jeho syntézu s balunem a obecně impedanční přizpůsobení antény.

Pátá kapitola popisuje samotný model planární spirálové antény. Je zde popsán postup návrhu, výstupy simulací, a následné kroky v optimalizaci struktury, které jsou dále diskutovány.

Poslední kapitolou je závěr, kde jsou shrnuty poznatky z jednotlivých kapitol. Dále jsou zde zhodnoceny dosažené výsledky práce.

Práce by měla vyústit v realizaci planární spirálové antény, která bude sloužit pro měřicí účely. Své uplatnění by tedy měla nalézt jako testovací jednotka pro práci v laboratoři.

1. PLANÁRNÍ SPIRÁLOVÉ ANTÉNY

V dnešní době je kladen důraz na bezdrátovou komunikaci. Jedním ze základních prvků této komunikace jsou bezsporu antény, které jsou první komponentou v přijímacím řetězci a poslední komponentou v řetězci vysílacím. Proto je výběr správné antény kritický.

Podle toho, pro jakou aplikaci je anténa použita, se odvíjí požadavky na ni kladené, a sice jakými parametry musí disponovat.

Spirálové antény spadají do kategorie frekvenčně nezávislých antén, tzn. jejich charakteristiky jako činitel odrazu na vstupu S_{11} , reálná a imaginární složka impedance a vyzářovací charakteristiky jsou konstantní. Tomu tak je ovšem jen v ideálním případě (v reálných provedeních dochází k parazitním zákmitům a nekonstantním průběhům výše zmíněných parametrů v závislosti na frekvenci).

Předchozí definice jasně implikuje i další označení, jakého tyto antény dostávají, a sice antény s extrémní šířkou pásma (extrémní impedanční šířkou pásma). Své frekvenční nezávislosti, a tudíž i extrémní šířky pásma, antény nabývají díky tomu, že jsou primárně specifikovány svými úhly.

Co se týče vyzářovacího diagramu, spirálové antény jsou charakteristické pro svou kruhovou polarizaci a směr vyzářování je tedy kolmý k rovině antény. Anténa září nad sebe a pod sebe.

O rozložení proudu na povrchu antén lze říct to, že s narůstající vzdáleností od napáječe se proud zvyšuje. Velikost proudu je tedy přímo úměrná vzdálenosti od napájení a největších hodnot nabývá v blízkosti hran antény.

1.1 Anténa spirálová Archimedova

Jak již bylo řečeno v kapitole 1, planární spirálové antény se dělí na více typů. Jako první je anténa spirálová Archimédova [1]. Může se vyskytovat ve více provedeních, primárně v podobě dvou kroucených vodičů či v planární tištěné formě. Dále bude předpokládána planární konfigurace.

Anténa sestává ze dvou ramen, která lineárně expandují. Úhel zatočení se pohybuje od nejvyšších hodnoty, kterých nabývá ve středu spirály, až po nejnižší, a to na svých okrajích. Ve středu spirály dochází k vybudování vyšších módů, díky vyššímu počtu zatočení. Naproti tomu nižší počet zatočení na okrajích napomáhá ke zlepšení vyzářovacích charakteristik na nižších kmitočtech. Kvůli své mnohdy přílišné délce může anténa vykazovat vysoké ztráty na nižších kmitočtech [4].

Anténa spirálová Archimedova je popsána rigorózně vztahem [4]

$$r = r_0 + a\phi, \quad (1.1)$$

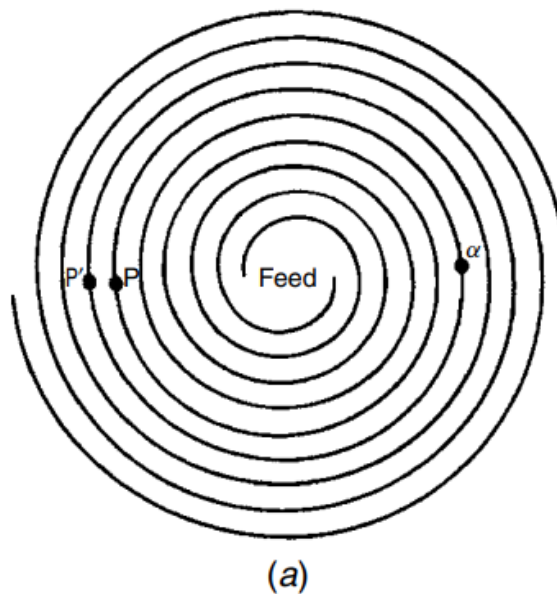
kde r_0 je počáteční úhel, a je koeficient expanze [4] a ϕ je úhel zatočení. Kvůli konečným rozměrům svých geometrických parametrů je omezena šířka pásma (impedanční šířka pásma), na které anténa pracuje.

Anténa dále vykazuje kruhovou polarizaci, a sice na jedné straně ramene pravotočivou kruhovou polarizaci (RHCP, *right-handed circular polarization*) a levotočivou kruhovou polarizaci (LHCP, *left-handed circular polarization*) na straně druhé [4]. V praxi je užito stínících dutin a absorberů k potlačení RHCP či LHCP k správné funkci antény pro danou aplikaci.

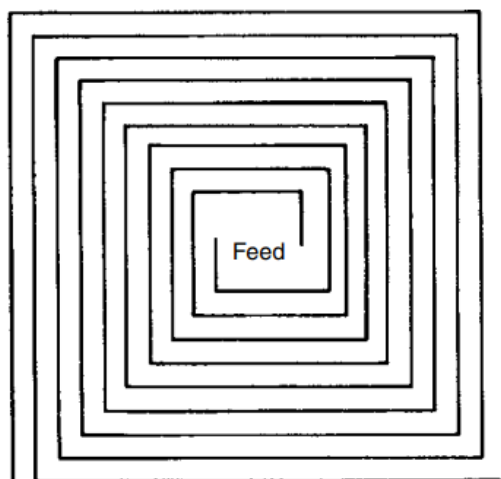
Dle Babinet-Bookerova principu je vlastní impedance antény 188Ω , pokud se jedná o komplementární provedení. Určení této impedance vychází ze vztahu (1.2) [4]

$$Z_0^2 = \frac{\eta^2}{4}, \quad (1.2)$$

kde Z_0 je vlastní impedance antény a η reprezentuje impedanci volného prostoru (FS, *free space*).



Obr. 1.1 Anténa spirálová Archimedova - LHCP [2]



(b)

Obr. 1.2 Anténa spirálová Archimedova - RHCP [2]

Po prozkoumání charakteristických parametrů antény spirálové Archimedovy bylo rozhodnuto pro equiangulární planární spirálovou anténu, a to z důvodů lepších impedančních vlastností, větší širokopásmovosti, menších hodnot osového poměru a většího stabilnějšího zisku oproti anténě spirálové Archimedově.

Zvolená anténa je podrobněji rozebrána v kapitole 2.

2. EQUIANGULÁRNÍ PLANÁRNÍ SPIRÁLOVÁ ANTÉNA

Jak již bylo zmíněno v kapitole 1, pro účely této práce byla zvolena equiangulární (rovnoúhlá) planární spirálová anténa. Hlavním z důvodů tohoto rozhodnutí byla extrémní impedanční šířka pásma a oproti anténě spirálové Archimedově lepší vlastnosti, co se činitele odrazu, osového poměru a zisku, týče.

K tomu bylo použito matematických vztahů [2][4]

$$L = \rho_1 - \rho_0 \sqrt{1 + \frac{1}{a^2}}, \quad (2.1)$$

kde L reprezentuje celkovou délku spirály, ρ_0 a ρ_1 představují vnitřní a vnější úhel spirály, a nakonec a představuje koeficient expanze.

Jelikož se jedná o návrh planární spirálové antény, konkrétně equiangulární planární spirálové antény, jsou dále použity následující matematické vzorce [2], které přesněji popisují geometrické rozměry dané anténní struktury

$$\rho_2 = \rho'_2 e^{a\phi}, \quad (2.2)$$

$$\rho_3 = \rho'_3 e^{a\phi} = \rho'_2 e^{a(\phi-\delta)}, \quad (2.3)$$

přičemž

$$\rho'_3 = \rho'_2 e^{-a\delta}, \quad (2.4)$$

a zároveň

$$K = \frac{\rho_3}{\rho_2} = e^{-a\delta} < 1, \quad (2.5)$$

kde ρ_3 a ρ_2 představují vnitřní a vnější poloměry ramene P (viz obr. 3.1), δ je úhel rotace a K je pomocný parametr pro výpočet.

Pro stanovení druhého ramene planární spirály bylo užito těchto vztahů [2]

$$\rho_4 = \rho'_4 e^{a\phi} = \rho'_2 e^{a(\phi-\pi)}, \quad (2.6)$$

kde

$$\rho'_4 = \rho'_2 e^{-a\pi}, \quad (2.7)$$

$$\rho_5 = \rho'_5 e^{a\phi} = \rho'_4 e^{a(\phi-\delta)} = \rho'_2 e^{a(\phi-\pi-\delta)}, \quad (2.8)$$

přičemž

$$\rho'_5 = \rho'_4 e^{-a\delta} = \rho'_2 e^{-a(\pi+\delta)}, \quad (2.9)$$

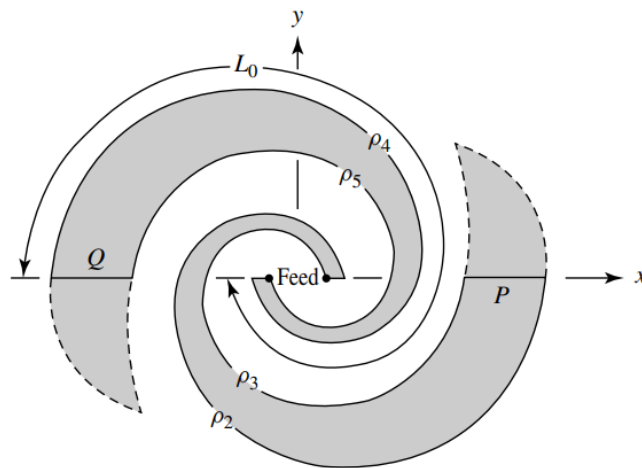
kde ρ_5 a ρ_4 představují vnitřní a vnější poloměry ramene Q (viz obr. 3.1) a δ je opět úhel rotace. Po bližším prozkoumání lze konstatovat toto:

Rameno Q je oproti ramenu P pouze rotováno o 180° , tedy o π . Díky tomuto zjištění se návrh zjednodušuje.

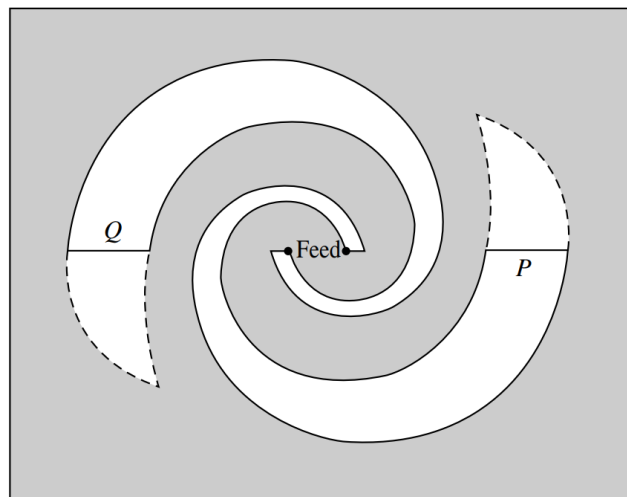
Strukturu lze plně specifikovat čtyřmi parametry, a sice délkou ramene L_0 , rotačním úhlem δ , konečnou velikostí ρ'_2 a velikostí růstu $1/a$ [2].

I když je k plnému popsání struktury potřeba postihnout čtyři parametry zmíněné výše, tak bylo zjištěno, že k dostačujícímu popisu stačí tři parametry: ρ'_2 , L_0 a K [2].

Pokud je anténa konfigurována jako sobě komplementární, lze poté užít Babinet-Bookerova principu [2] pro zjištění vstupní impedance. V ideálním případě by se jednalo o nekonečnou strukturu a vstupní impedance by nabývala hodnoty $188,5 \Omega \approx 60\pi \Omega$. Jelikož se ovšem jedná o reálnou strukturu, musí spirální struktura nabývat konečných rozměrů. Proto se bude lišit i výsledná vstupní impedance.



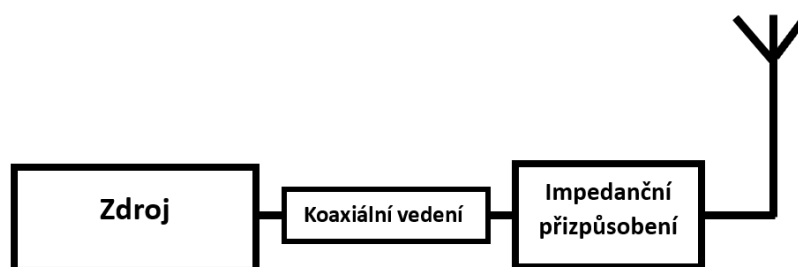
Obr. 2.1 Planární spirálová anténa [2]



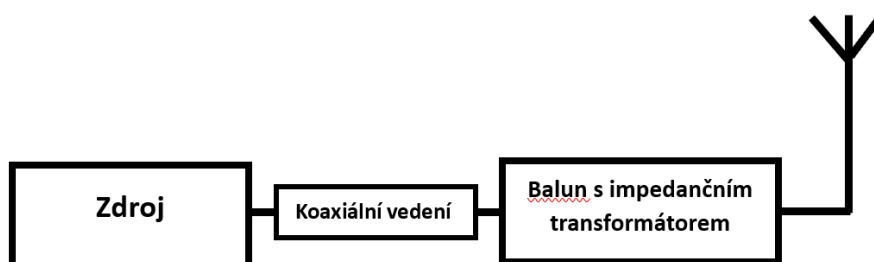
Obr. 2.2 Planární spirálová šterbinová anténa [2]

2.1 Napájení rovnoúhlé antény

Oproti nejběžnějším planárním zářičům pro pásma GHz, jako jsou planární antény flíčkové, štěrbinové, monopólové, dipólové atd., je buzení planárních rovnoúhlých spirálních antén symetrické. Jelikož jsou ramena antény vzájemně pootočená o 180° a jsou buzena symetricky, je anténa schopna vybudit kruhovou polarizaci (jak již bylo zmíněno v kapitole 1.1). Z tohoto důvodu nelze použít konvenční konfiguraci, která je na obrázku 2.3, nýbrž konfiguraci na obrázku 2.4. Problematice symetrizačního členu a impedančního transformátoru bude věnována kapitola 3 a 4.



Obr. 2.3 Blokové schéma asymetrického buzení antény



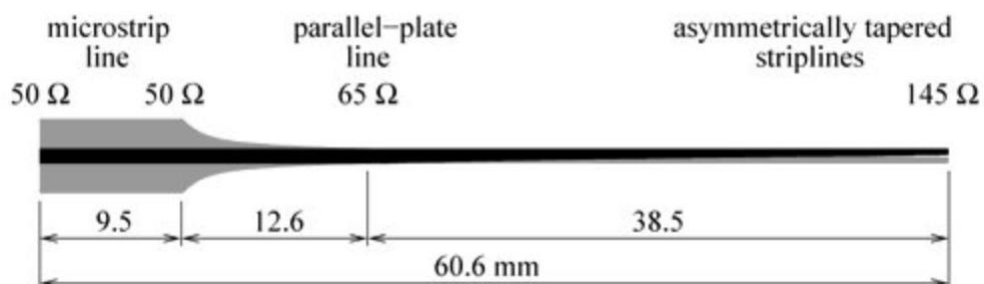
Obr. 2.4 Blokové schéma symetrického buzení antény

3. BALUN – SYMETRIZAČNÍ OBVOD

V předchozí kapitole byla nastíněna problematika napájení rovnoúhlé antény, konkrétně fakt, že anténa je symetrická, ovšem budič je asymetrického charakteru.

Po návrhu anténní struktury (zářiče) je nutné věnovat pozornost jejímu napájení. Pro dosavadní účely návrhu antény bylo přistupováno k napájení jako lumped port, reprezentovaný čtvercovou či obdélníkovou strukturou, dostačující, a to z toho důvodu, že cílem návrhu modelu byla analýza charakteristických parametrů antény, jako je činitel odrazu s_{11} na vstupu antény, reálná a imaginární složka impedance antény na vstupu atd, a následná optimalizace těchto parametrů. Pro další kroky návrhu kompletní anténní struktury je nutné blíže rozbrat problematiku napájení antény.

Prezentovaná anténní struktura, a sice equiangularní planární spirálová anténa se vyznačuje symetrickým napájením [1]. Vlny jsou buzeny z obou ramen, a jejich fáze je posunuta o 180° (π). Díky tomu je anténa schopna vybudit kruhovou polarizaci. Rovnoúhlá (equiangularní) spirálová anténa je buzena ve svém vlastním středu, a sice v počátku svých ramen. Jedná se o oblast, kde se nachází nejkratší úseky právě zmíněných ramen, které by se měly teoreticky blížit k hodnotě $\lambda/4$. Nespornou výhodou této konfigurace je snadnější připojení symetrizačního členu, a také fakt, že se jedná o pozici, kde dochází k nejsilnějšímu vyzařování antény díky přivedenému buzení. Pozice napájení jsou vyznačeny na obrázku 2.1 a 2.2 [2] (*feed* = napájení). Jelikož má být anténa buzena pomocí asymetrického koaxiálního vedení, je nutné použít symetrizační člen – balun (složený z anglického *balanced – unbalanced*). Ten může po syntéze zastávat roli jak symetrizačního členu, tak zároveň impedančního transformátoru. Příklad možného provedení je na obr. 3.1. Balun musí být dobře impedančně přizpůsobený jak ke koaxiálnímu vedení, tak ke vstupu antény, jinak bude docházet k zatékání proudů a stojatého vlnění důsledkem čeho dochází ke zhoršení a deformaci vyzařovacích charakteristik a osového poměru anténní struktury.

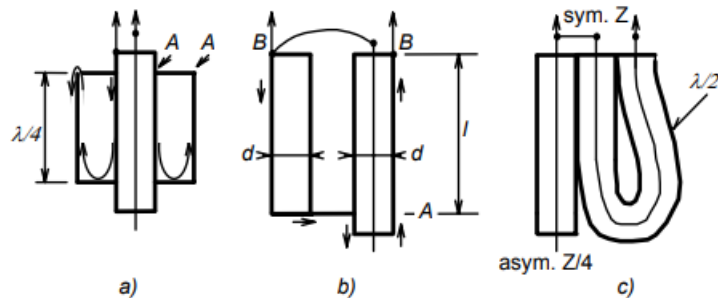


Obr. 3.1 Balun po syntéze s impedančním transformátorem [6]

3.1 Pro nízkofrekvenční pásma

Do tohoto označení spadají pásma HF – dekametrové (3 ÷ 30 MHz) a VHF – metrové (30 ÷ 300 MHz). Pro pásma centimetrových a milimetrových vln (frekvence v řádu GHz) je realizace symetrizačního členu obtížnější.

Pro nízkofrekvenční pásma se nejčastěji používají tři typy symetrizace, a to pomocí symetrizace rukávem, pahýlem a půlvlnnou smyčkou [8]. Jejich principiální zobrazení je na obrázku 3.2.



Obr. 3.2 Symetrizace pro nízkofrekvenční pásma, a) rukávem, b) pahýlem, c) půlvlnnou smyčkou [8]

3.2 Pro pásma GHz

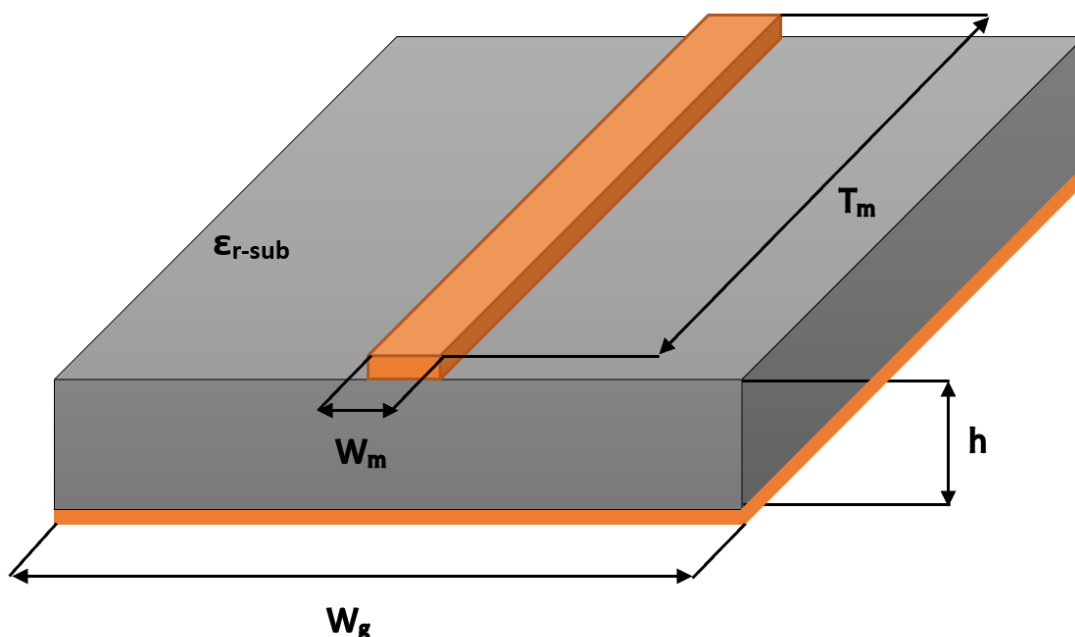
Jedná se o pásma SHF – centimetrové (3 ÷ 30 GHz), až EHF – milimetrové (30 ÷ 300 GHz). Pro tato pásma již nelze použít konfigurací popsaných v kapitole 3.1, proto byly navrženy planární baluny, které jsou substitucí za koaxiální vedení.

Sestávají ze dvou vodivých motivů, které jsou z horní a dolní strany substrátu. Horní vodivý motiv reprezentuje střední vodič koaxiálního vedení (kabelu) a spodní vodivý motiv stínění koaxiálního kabelu.

Pro účely této práce bude pozornost soustředěna dále jen na planární provedení.

3.2.1 Asymetrické mikropáskové vedení

Jedná se o nejběžnější planární vedení, tzv. mikropáskové vedení (anglicky *microstrip line*). Sestává ze substrátu s tloušťkou h , s relativní permitivitou ϵ_r , na který je z horní strany položen vodivý pásek s šířkou w_m . Na celou spodní stranu substrátu je opět položen vodivý motiv, tudíž jeho šířka w_g je i zároveň šířkou daného substrátu. Dle teorie by měla být zemní vodivá deska nekonečně dlouhá, aby nedocházelo k zatékání parazitních proudů po jejích hranách. V praxi je ovšem stanovena podmínka, že šířka zemní desky musí nabývat hodnoty minimálně třikrát větší, než je šířka horního mikropásku, tedy $w_g > 3 \cdot w_m$. Struktura tohoto vedení je na obrázku 3.3.



Obr. 3.3 Asymetrické mikropáskové vedení

Asymetrické mikropáskové vedení je příčně nehomogenní. Z toho důvodu nemůže existovat samotná vlna TEM (Transversální elektromagnetická vlna), tudíž ani jednotlivé TE a TM vidy. Jedná se tedy o HEM vlnu (hybridní elektromagnetická vlna) [7]. Z matematického hlediska je řešení vlny HEM velmi přesné, avšak velmi komplikované. Proto bylo od tohoto řešení upuštěno a namísto toho se na problematiku pohlíží jako na vedení s vlnou TEM. Dochází tedy k aproximaci řešení, tudíž k matematickému zjednodušení řešení. Obecně tedy dominuje tvrzení, že se v asymetrickém mikropáskovém vedení šíří vlna kvazi-TEM [9]. Ze znalostí antén a mikrovlnné techniky lze konstatovat, že se po takovéto transformaci stává z nehomogenního mikropáskového vedení, vedení homogenní. Jedná se o *konformní* transformaci.

K výpočtu mikropáskového vedení se dá přistupovat dvěma způsoby. Prvním způsobem je výpočet vlastní impedance vedení Z_0 ze známých parametrů w_m , h a ϵ_r . Druhým způsobem je výpočet parametrů w_m , h a ϵ_r ze známé hodnoty impedance Z_0 . Jelikož v praxi je v drtivém množství případů potřeba určit konkrétní rozměry mikropásku pro známé hodnoty tloušťky a relativní permitivity substrátu se známou hodnotou impedance mikropásku, budou zde uvedeny rovnice pouze pro tento výpočet (viz vztahy 3.1 až 3.3) [12].

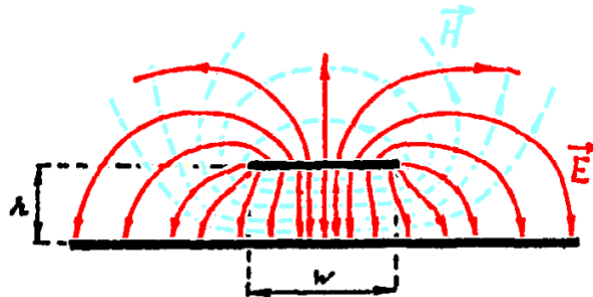
$$\frac{h}{w} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{e^H}{2} - e^{-H} \right), \quad (3.1)$$

$$kde H = \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} \cdot \frac{Z_0}{60} + \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1}. \quad (3.2)$$

$$\frac{w}{h} = \frac{120\pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r-1}{3,7 \cdot \epsilon_r} \right) \cdot \ln \left(\frac{120\pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r} \right), \quad (3.3)$$

přičemž rovnice 3.1 a 3.2 platí pro úzké vedení $w/h \leq 1$ a rovnice 3.3 pro široké vedení $w/h \geq 1$ [12].

Rozložení elektrického a magnetického pole pro asymetrické mikropáskové vedení je na obrázku 3.4 [13].

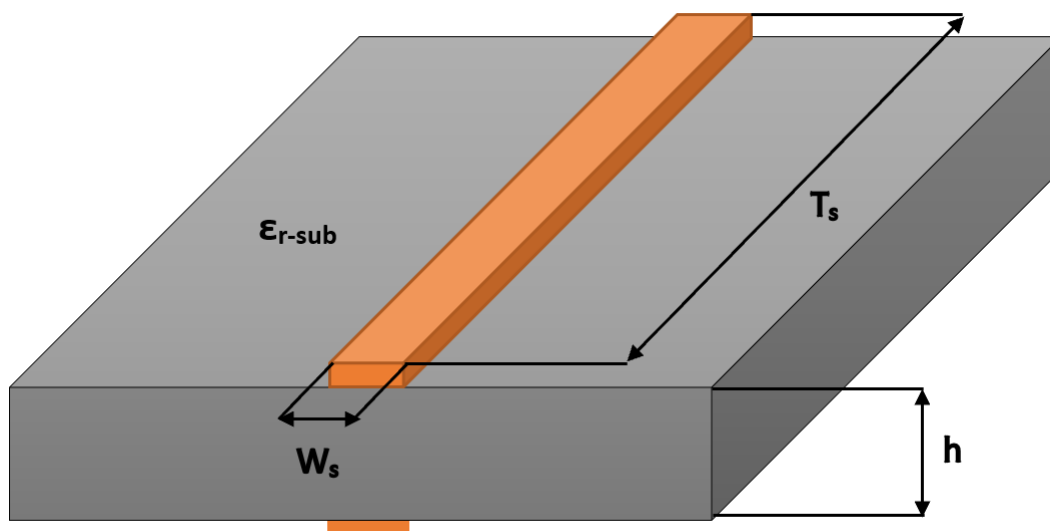


Obr. 3.4 Rozložení pole E a H pro asymetrické mikropáskové vedení [13]

Pro určení parametrů tohoto vedení existují další rovnice, které, po provedení dostatečného počtu iteračních kroků, udávají velmi přesné výsledky geometrických rozměrů právě řešeného vedení. V praxi se ovšem k návrhu přistupuje tak, že se přibližně stanoví počáteční rozměry mikropásku (nejčastěji pomocí webových kalkulátorů), a poté se pomocí simulací při změně rozměrů (optimalizací) dojde ke kýženému výsledku. Tento přístup je velmi výhodný vzhledem ke snadné parametrické změně rozměrů, ale také kvůli nízké náročnosti na výpočetní výkon, a tedy i krátkému času dílčích simulací.

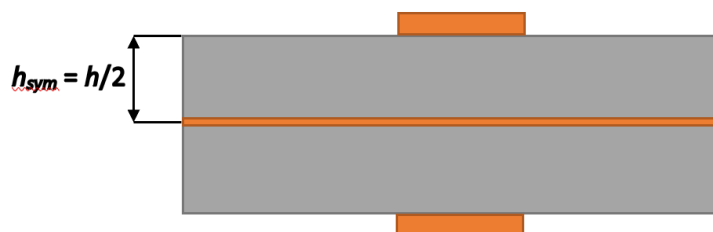
3.2.2 Symetrické mikropáskové vedení

Dalším možným vedením je symetrické mikropáskové vedení (anglicky *parallel plate waveguide* či *balanced stripline*) [7]. Rozdíl oproti asymetrickému vedení je v šířce vodivého motivu ze spodní strany substrátu. Zemní deska v tomto případě nabývá stejných rozměrů jako vodivý mikropásek z horní strany substrátu. Příklad struktury tohoto vedení je na obrázku 3.5.



Obr. 3.5 Symetrické mikropáskové vedení

Pokud bude v polovině tloušťky substrátu v rovině rovnoběžné s horní a dolní stranou substrátu vložena dokonale vodivá deska (viz obrázek 3.6.), vzniknou dvě asymetrická mikropásková vedení s poloviční tloušťkou substrátu oproti substrátu původnímu ($h_{sym} = h/2$) [14] [7]. Takto dojde ke zjednodušení výpočtu => lze použít vztahy 3.1. až 3.3.



Obr. 3.6 Symetrické mikropáskové vedení s dokonale vodivou deskou

Rozložení elektrického pole pro tuto konfiguraci bude vypadat jako pro asymetrické mikropáskové vedení ovšem s tím rozdílem, že bude zrcadleno pod sebe.

4. IMPEDANČNÍ PŘIZPŮBENÍ

Impedanční přizpůsobení hraje důležitou roli pro správnou funkčnost antény. Pokud není celé vedení, od zdroje až po anténu, dobře impedančně přizpůsobeno, dochází na rozhraní jeho jednotlivých úseků ke stojatému vlnění, což má za následek odražení vysílaného výkonu zpět ke zdroji, přičemž dochází ke zhoršení přenosu, což má za následek snížení výsledného zisku antény, a v extrémních případech může dojít k poškození zdroje, pokud je síla budícího signálu dostatečně velká.

Pro stanovení impedančního přizpůsobení se užívá dvou parametrů, a sice poměru stojatých vln – *PSV* (anglicky *SWR*, *Standing Wave Ratio*, respektive *VSWR*, *Voltage Standing Wave Ratio*) či činitele odrazu ρ (anglicky *Reflection Coefficient*).

Činitel odrazu je dán vztahem 4.1 a 4.2 [8]:

$$\rho = \frac{Z_{IN} - Z_{OUT}}{Z_{IN} + Z_{OUT}}, \quad (4.1)$$

$$\rho_{dB} = 20 \cdot \log(\rho), \quad (4.2)$$

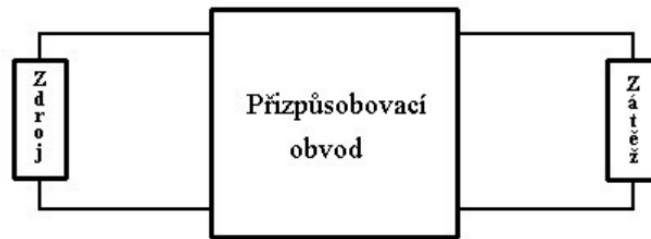
kde Z_{IN} je výstupní impedance zdroje (typicky reálná impedance 50Ω), Z_{OUT} poté vstupní impedance zátěže. V ideálním případě, při splnění podmínky $Z_{IN} = Z_{OUT}$, nedochází k zpětnému odrazu ke zdroji a obvod je tedy maximálně přizpůsoben, $\rho = 0$. V reálných případech ovšem není možné takovéto hodnoty dosáhnout. V praxi se činitel odrazu pohybuje v intervalu $0 < \rho < 1$, přičemž aby bylo dosaženo dobrého přizpůsobení, musí činitel odrazu ρ_{dB} nabývat hodnot -10 dB (ekvivalentně $\rho = 0,32$) a méně.

Druhým zmíněným parametrem byl poměr stojatých vln. Ten je definován vztahem 4.3 [8]:

$$PSV = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}, \quad (4.3)$$

přičemž $|\rho|$ je modul činitele odrazu. V ideálním případě, tedy při splnění podmínky $|\rho| = 0$ nedochází k odrazům a poměr stojatých vln je roven 1 ($PSV = 1$), což opět není v reálných případech možné. V praxi se tedy poměr stojatých vln pohybuje v intervalu $1 < PSV < \infty$, přičemž hodnoty PSV pro dobré přizpůsobení pro antény s velkou, až extrémní šířkou pásma, se pohybují v intervalu $PSV < 2$ [8].

Pro účely této práce je nutné navrhnout takový impedanční transformátor, který zajistí přizpůsobení mezi zdrojem buzení a anténou, respektive mezi výstupem zdroje, na který je připojené koaxiální vedení ($Z_{IN} = 50 \Omega$) a vstupem antény, kde reálná složka impedance nabývá proměnných hodnot v závislosti na frekvenci (teoreticky 120Ω až 190Ω [2]), přičemž pracovní šířka pásma je 1 GHz až 10 GHz. Z tohoto důvodu je nutné provést širokopásmové přizpůsobení. Jednoduché blokové schéma tohoto zapojení je na obrázku 4.1 [10].

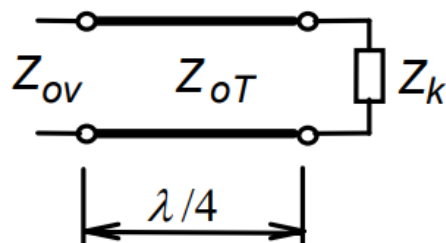


Obr. 4.1 Blokové schéma obecného impedančního přizpůsobení [10]

4.1 Typy impedančních transformátorů

4.1.1 Čtvrtvlnný transformátor

Nejznámějším, a zároveň nejjednodušším typem impedančního transformátoru je čtvrtvlnný transformátor. Funguje na principu využití úseku vedení o délce $\lambda/4$, které má charakteristickou impedanci Z_{oT} [8]. Výhodou této struktury je fakt, že dochází k transformaci pouze reálné složky impedance. Čtvrtvlnný transformátor je na obrázku 4.2 [8].



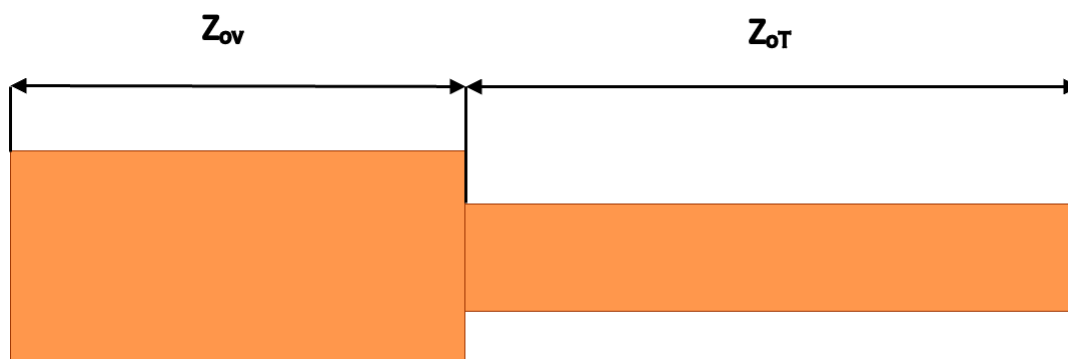
Obr. 4.2 Čtvrtvlnný transformátor [8]

Hodnota charakteristické impedance transformátoru Z_{oT} je dána vzorcem 4.4 [8].

$$Z_{oT} = \sqrt{Z_{ov} \cdot Z_k}, \quad (4.4)$$

kde Z_{oT} je charakteristická impedance vedení (transformátoru), Z_{ov} výstupní impedance zdroje a Z_k vstupní impedance zátěže.

Mikropáskové provedení je na obrázku 4.3.



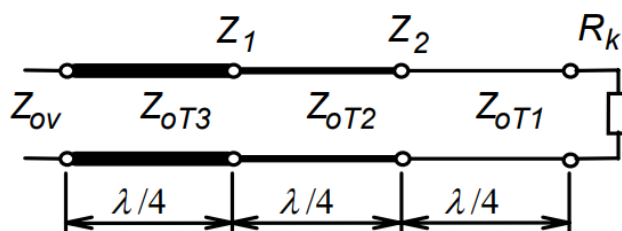
Obr. 4.3 Mikropáskový čtvrtvlnný transformátor [8]

Bohužel nevýhodou tohoto způsobu transformace je přílišná selektivita, a proto tuto transformaci nelze použít pro širokopásmové antény.

4.1.2 Kaskádní čtvrtvlnný transformátor

Odpovědí na problematiku úzkopásmovosti čtvrtvlnného transformátoru je kaskádní čtvrtvlnný transformátor, který je na obrázku 4.4 [8].

Funguje na principu postupného rozdělení transformace do několika úseků, respektive do několika kaskádních stupňů [8]. Díky tomu dochází k rozšíření kmitočtového pásma. Matematický popis je dán dle vztahu 4.5 [8].

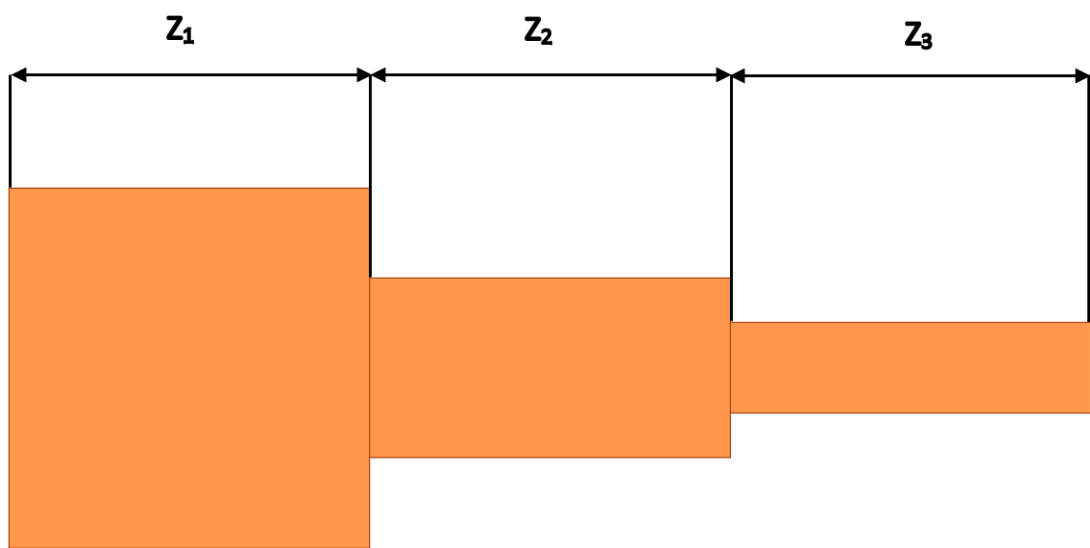


Obr. 4.4 Kaskádní čtvrtvlnný transformátor [8]

$$\frac{Z_{ov}}{Z_1} = \frac{Z_1}{Z_2} = \dots = \frac{Z_{n-1}}{R_k} = \sqrt[n]{\frac{Z_{ov}}{R_k}}, \quad (4.5)$$

kde Z_{ov} je vstupní impedance zdroje, Z_1 až Z_{n-1} jsou dílčí úseky vedení, R_k je reálná vstupní impedance zátěže a n je počet kaskádně zapojených úseků vedení [8].

Planárním mikropáskové provedení je na obrázku 4.5.



Obr. 4.5 Mikropáskový kaskádní čtvrtvlnný transformátor

4.1.3 Exponenciální transformátor

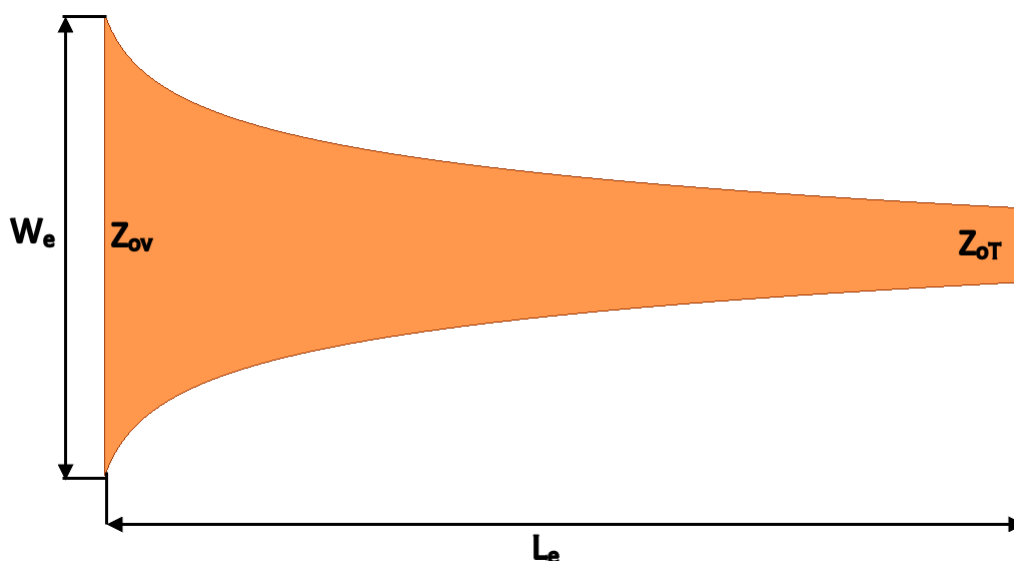
Dalším typem širokopásmového impedančního transformátoru je exponenciální transformátor. Ten se vyznačuje spojitou transformací impedance. K transformaci impedance tedy nedochází skokově, nýbrž spojitě, a to podle návrhu své exponenciální křivky.

Exponenciální transformátor je charakterizován rovnicemi 4.6 až 4.8 [7] a jeho planární provedení je potom na obrázku 4.6.

$$Z(l) = Z_{ov} \cdot e^{al}, \quad (4.6)$$

$$Z(l) = \frac{1}{L_e} \cdot \ln \left(\frac{Z_{oL}}{Z_{ov}} \right), \quad (4.7)$$

$$|\rho(\theta)| = \frac{1}{2} \cdot \ln \left(\frac{Z_{oL}}{Z_{ov}} \right) \cdot \left(\frac{\sin\theta}{\theta} \right). \quad (4.8)$$



Obr. 4.6 Mikropáskový exponenciální transformátor

Podle teoretických předpokladů dosahuje činitel odrazu ρ pro exponenciální transformátor hodnot -20 dB a méně, což je žádoucím pro splnění podmínek ze zadání práce a je tedy vhodnou komponentou pro realizaci širokopásmové anténní struktury.

Existuje mnoho dalších konfigurací impedančních transformátorů, jako jsou například trojúhelníkové, binomické, Tchebysevovy, Klopfensteinovy. Pro všechny tyto zmíněné transformátory je společná jejich spojitá změna impedance. Jejich rozdíly jsou potom v jejich délce vedení, rozsahu činitele odrazu, v průběhu změny jejich hodnot impedance atd. Proto je třeba určit kdy a jaký impedanční transformátor použít pro konkrétní návrh.

5. MODEL ANTÉNY

Planární spirálová anténa byla vytvořena v programu ANSYS Electronics Desktop 2021 R2.2, konkrétně v podprogramu ANSYS HFSS. Software pracuje na principu metody konečných prvků (MKP) [5], což je žádoucí pro širokopásmové aplikace.

O prvotní konfiguraci lze říct následující:

- Anténa sestává ze dvou planárních ramen, která expandují dle koeficientu expanze a
- Ramena jsou definována jako dokonalý elektrický vodič (PEC, *perfect electric conductor*)
- Anténní struktura je položena na horní plochu substrátu Arlon CuCLad 217™
- Napáječ zvolen jako lumped port ve středu spirály
- Vzduchový box plně pokrývá celou anténní strukturu

K prvotnímu určení konkrétních parametrů bylo použito matematických vztahů (2.1 až 2.9) [2][4] a vztahů 5.1 až 5.4 [15].

$$R_{out} = \frac{\lambda_{low}}{2\pi} = \frac{c}{2\pi f_{low}} = \frac{238290441,2}{2\pi \cdot 1 \cdot 10^9} = 37,93 \text{ mm}, \quad (5.1)$$

přičemž

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{1,585}} = 238\,290\,441,2 \text{ m/s}, \quad (5.2)$$

a zároveň

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} = \frac{2,17 + 1}{2} = 1,585 [-], \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} L &= \lambda_{low} = \frac{c}{f_{low}} = \sqrt{1 + a^{-2}} \cdot (R_{out} - R_0) = \frac{c}{f_{low}} = \\ &= \frac{238290441,2}{1 \cdot 10^9} = 238,29 \text{ mm}. \end{aligned} \quad (5.4)$$

Prvním krokem návrhu bylo vytvoření samotného zářiče ve volném prostoru. Návrh probíhal následovně. Prvně bylo nutné vytvořit jedno rameno equiangulární planární spirálové antény. Bylo tak učiněno pomocí funkce vykreslování křivek v závislosti na rovnici. K vytvoření bylo za potřebí pouze 4 křivek, a sice vnitřní hrana, vnější hrana, „tapered end“ a propojení vnitřní a vnější hrany spirály u jejího počátku.

K vytvoření druhého ramene bylo použito stejných rovnic, ovšem rotovaných o 180°.

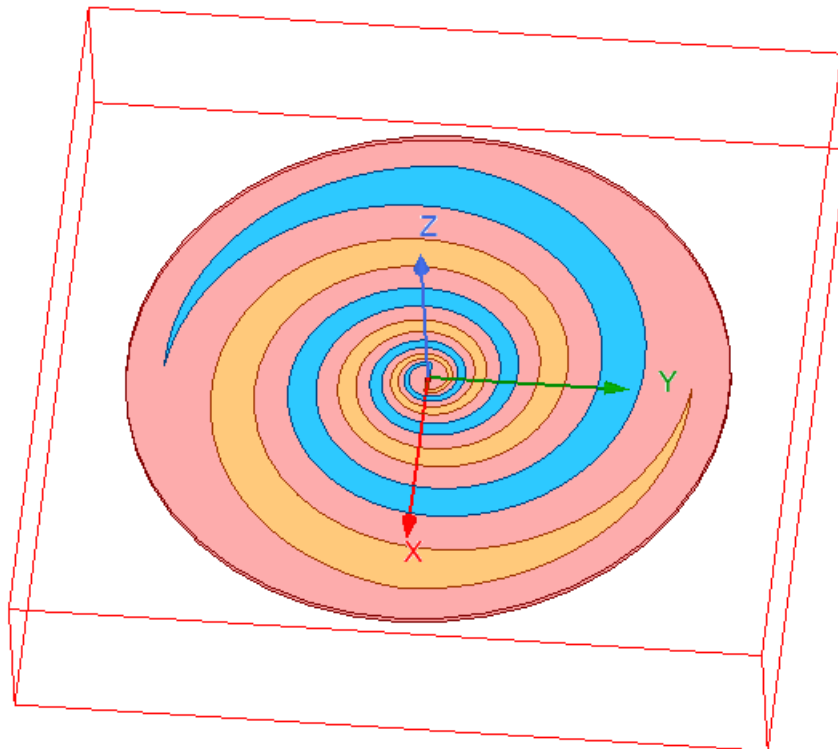
Co se týče napáječe, zde byl použit triviální čtvercový motiv, kterým jsou propojena obě ramena a byl nastaven jako lumped port.

Takto nově vzniklá anténní struktura byla položena na horní stranu substrátu Arlon CuClad 217™. Jeho relativní permitivita ϵ_r je 2,17, ztrátový činitel $\tan \delta = 0,0009$ a tloušťka $h = 1,52$ mm. Velikost substrátu byla nastavena tak, aby jeho velikost byla alespoň o $\lambda/4$ větší od okrajů ramen antény, a to kvůli parazitním jevům, které mohou nastat, pokud tato podmínka nebude dodržena.

Jako poslední byl vytvořen vzduchový box s relativní permitivitou $\epsilon_r = 1$. Ten musí kompletně ohraničovat anténní strukturu ze všech stran, aby plně reprezentoval volný prostor. I zde je nutné dodržet to, aby hrany vzduchové boxu byly alespoň o $\lambda/4$ od hrany substrátu.

Je nutné konstatovat, že prvotně vzniklý model slouží jako orientační bod pro další modifikace a odladování.

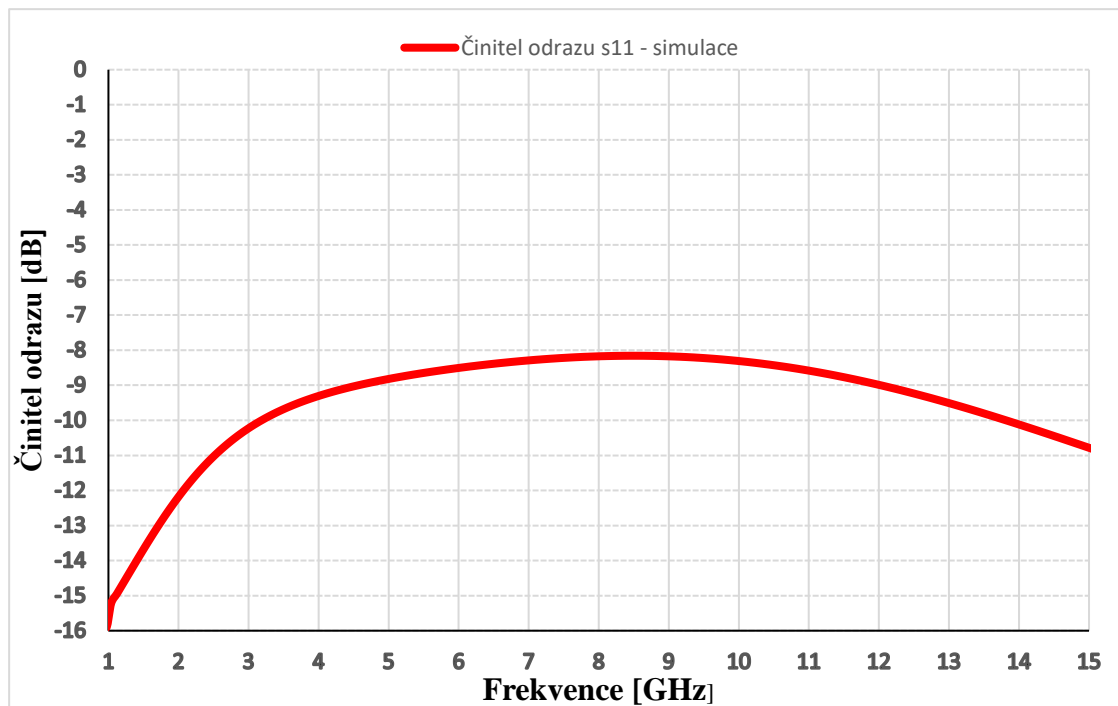
Vzniklý model equiangulární planární spirálové antény je zobrazen na obr. 5.1. Délka spirály činní 475 mm, celkový průměr antény poté 145 mm, koeficient expanze a je 0,14 a počet zatočení je 3,25.



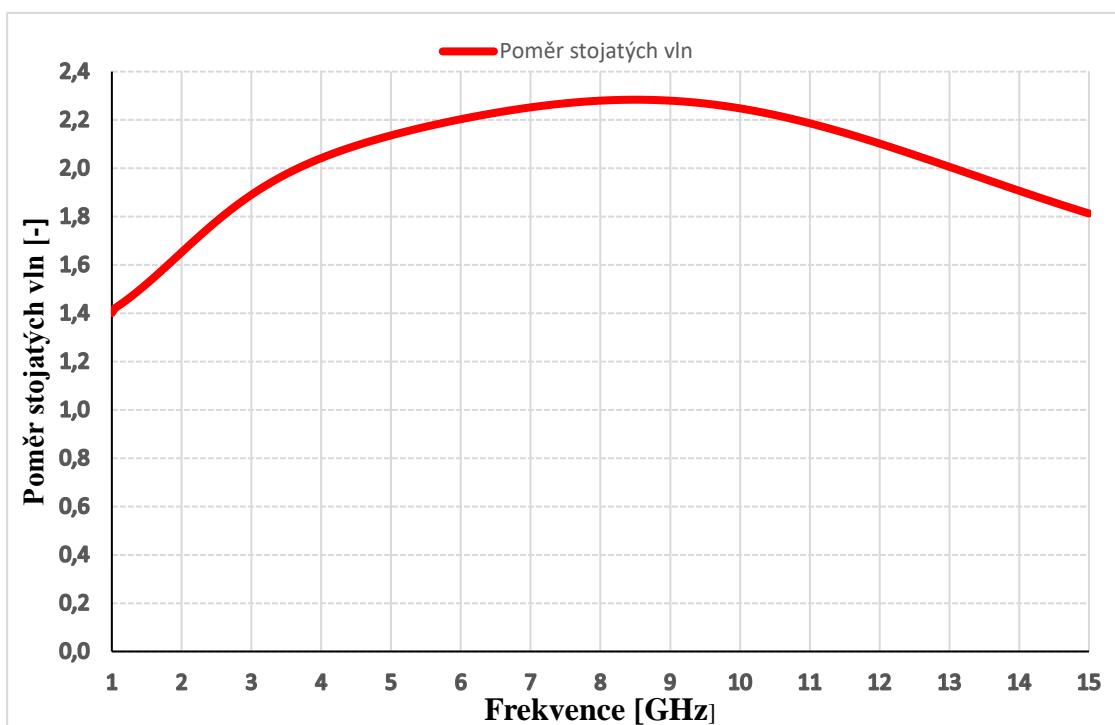
Obr. 5.1 Equiangulární planární spirálová anténa – model v HFSS

Prvním zkoumaným výstupem simulace byl kmitočtový průběh činitele odrazu na vstupu antény s_{11} a poměr stojatých vln. Podmínku, že maximální poměr stojatých vln má být 2, lze také definovat tak, že činitel odrazu s_{11} na vstupu antény nesmí být větší, než $-9,6$ dB pro impedanční šířku pásma 1 GHz až 10 GHz. Průběh činitele odrazu s_{11} a poměr stojatých vln lze pozorovat na obr. 5.2 a obr. 5.3.

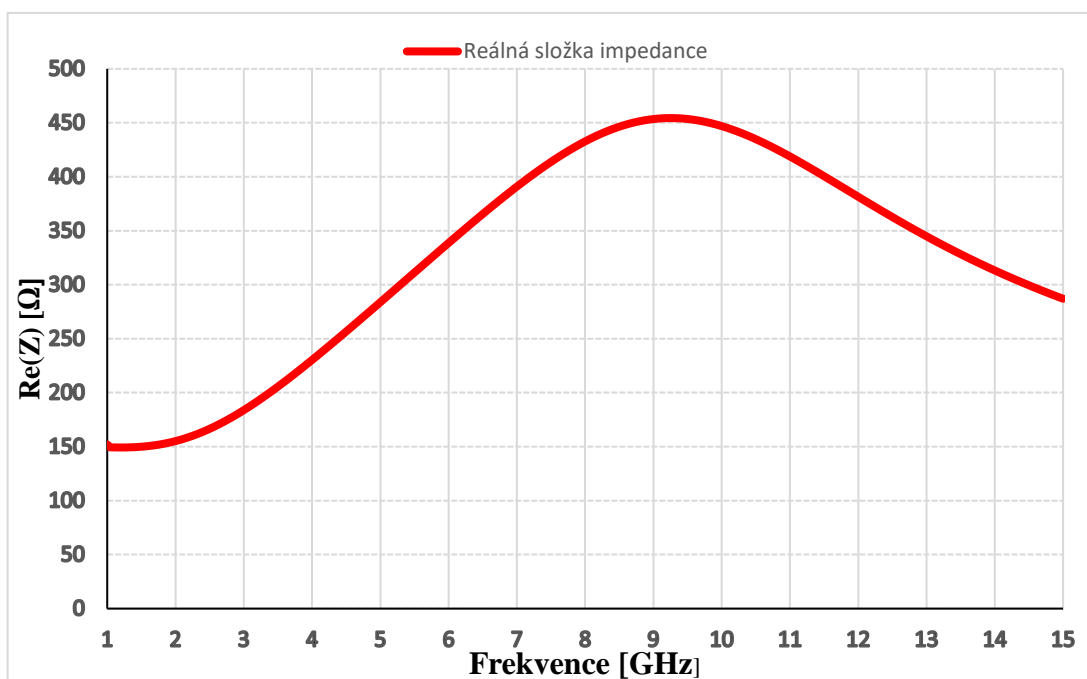
Po analýze daných průběhů lze konstatovat, že anténní struktura vykazuje širokopásmové chování. Co se týče činitele odrazu s_{11} , ten nabývá nejmenší hodnoty $-15,5$ dB na kmitočtu 1 GHz, nejvyšší potom $-8,1$ dB na kmitočtu 8,8 GHz, a to pro charakteristickou impedancí $Z_0 = 150 \Omega$. Dle podmínky má v celé své impedanční šířce pásma činitel odrazu s_{11} nabývat hodnot menších než $-9,6$ dB. Toho ovšem bylo dosaženo pouze pro interval 1 GHz až 3,6 GHz, tudíž podmínka nebyla splněna.



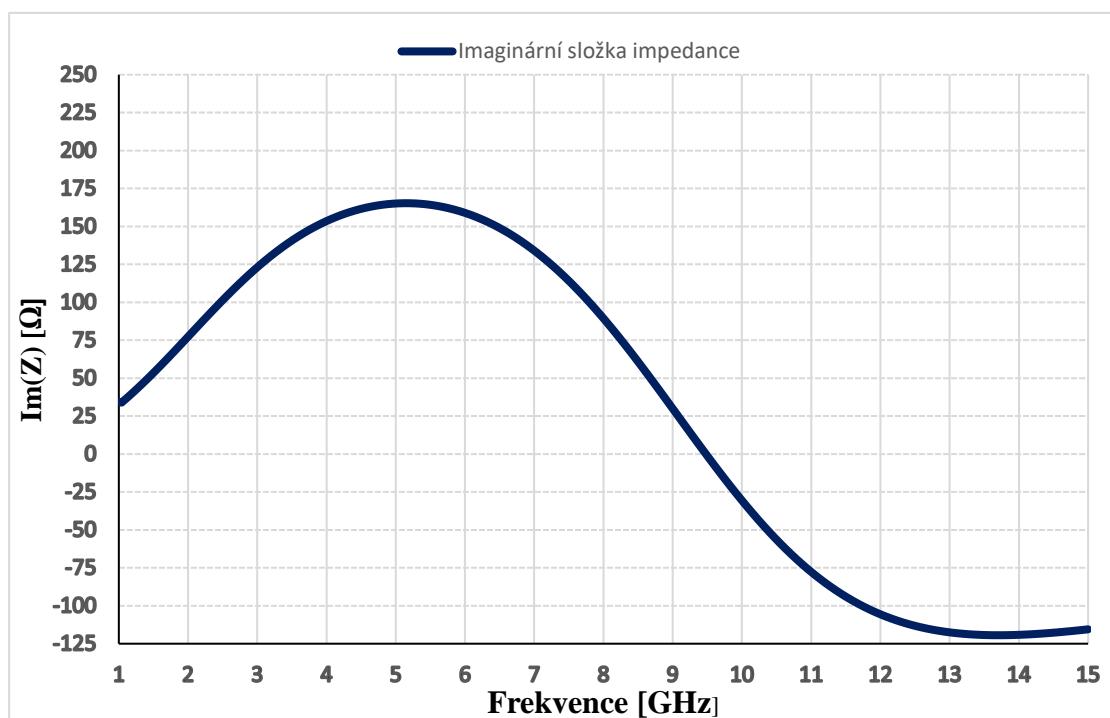
Obr. 5.2 Průběh činitele odrazu s_{11} v závislosti na frekvenci



Obr. 5.3 Poměr stojatých vln v závislosti na frekvenci



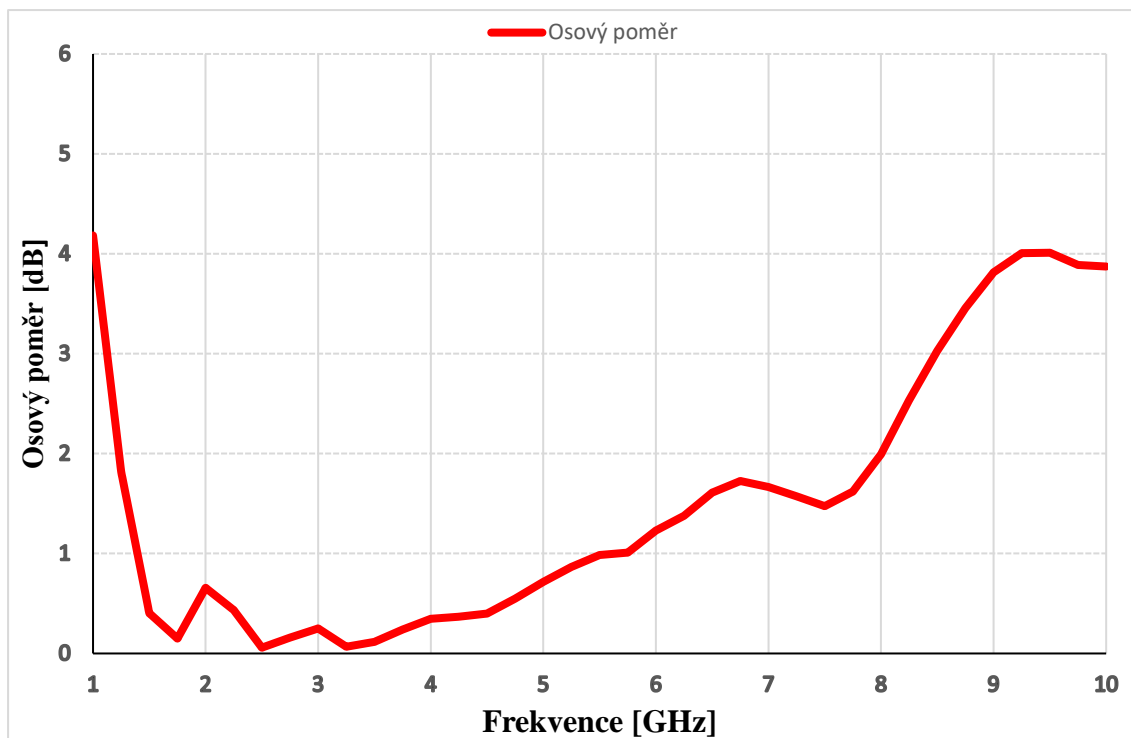
Obr. 5.4 Průběh reálné složky impedance v závislosti na frekvenci



Obr. 5.5 Průběh imaginární složky impedance v závislosti na frekvenci

Dalším zkoumaným výstupem byly průběhy reálné a imaginární složky impedance antény. Ty jsou na obrázku 5.4 a 5.5. Aby anténní struktura správně pracovala, je třeba zajistit konstantní průběh obou složek impedance. V ideálním případě tak, aby reálná složka nabývala hodnoty 150Ω a složka imaginární hodnoty 0Ω . To ovšem nenastalo. Reálná složka impedance nabývala hodnot v rozmezí 150Ω až 455Ω (nejnižší na 1 GHz, což je zároveň hodnota požadovaná, nejvyšší na 9,2 GHz), imaginární poté -120Ω až 166Ω (nejnižší na 13,5 GHz, nejvyšší na 5 GHz, požadované hodnoty 0Ω na 9,5 GHz). I když je anténa navrhována pro pásmo 1 GHz až 10 GHz, analýza probíhá až do kmitočtu 15 GHz, a to z důvodu lepšího pochopení chování antény a zjednodušení její další optimalizace). Po zjištění těchto skutečností lze tvrdit, že anténa nenabývá chtěných hodnot impedance a je proto v tomto ohledu nedostačující.

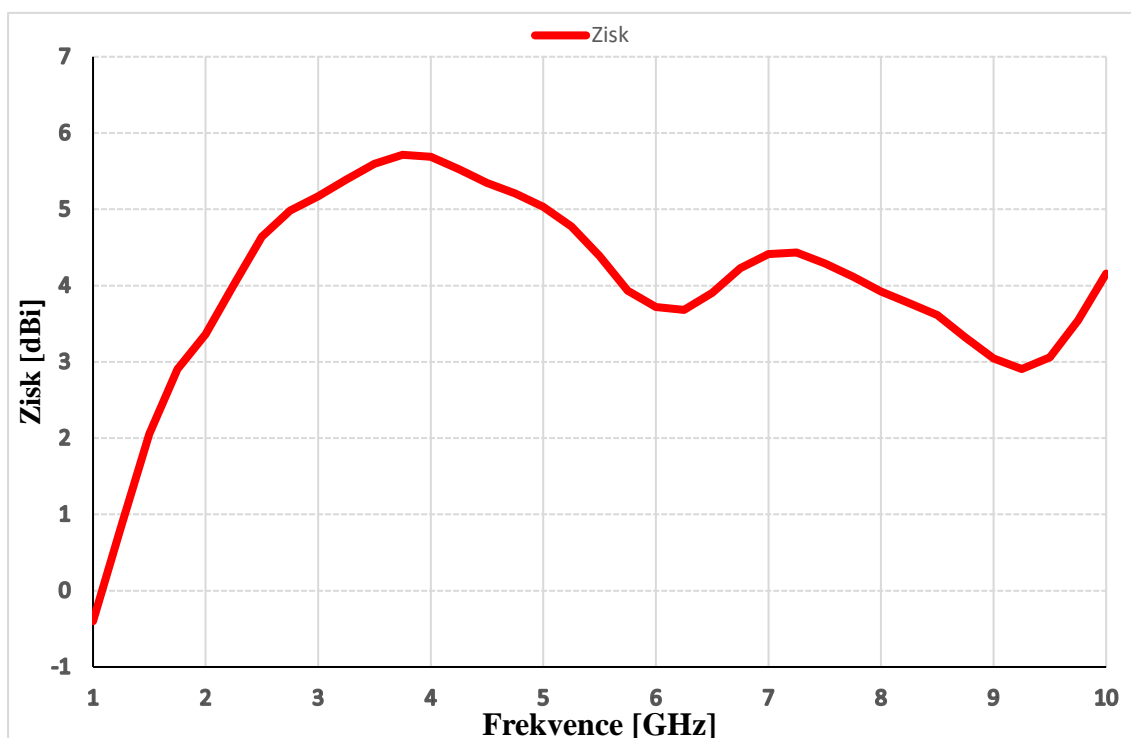
V pořadí třetím zkoumaným parametrem je osový poměr. Své důležitosti nabývá především u antén s kruhovou polarizací (u antén s lineární polarizací jdou jeho hodnoty do nekonečna). Zjednodušeně řečeno, osový poměr udává kvalitu kruhové polarizace, ať už pravotočivé či levotočivé. I když je dle zadání požadavek na osový poměr specifikován tak, že má nabývat co nejmenších hodnot přes celé své frekvenční pásmo, v praxi je často kladena podmínka pro maximální hodnotu osového poměru 3 dB. Pokud je tato hodnota překročena, z kruhové polarizace se stává polarizace eliptická a anténa již nepracuje správně. Pro danou anténní strukturu je průběh osového poměru v závislosti na frekvenci zobrazen na obr. 5.6.



Obr. 5.6 Průběh osového poměru v závislosti na frekvenci

Z výsledného grafu lze vyčíst, že osový poměr (AR , *axial ratio*) splňuje podmínku pro maximální hodnotu 3 dB v pásmu 1,1 GHz až 8,5 GHz, čímž plně nepokrývá pracovní frekvenční pásmo. Požadavek tedy není splněn.

Posledním analyzovaným parametrem je zisk antény. Pro daný typ antény by se měly jeho hodnoty pohybovat v intervalu 4 dBi až 6 dBi [2][6], a to se stabilním rozpětím hodnot. Průběh hodnot zisku modelované antény v závislosti na frekvenci můžeme pozorovat na obr. 5.7. Jak je vidno, zisk nabývá v pracovním frekvenčním pásmu 1 GHz až 10 GHz, hodnot $-0,3$ dBi až 5,7 dBi (nejvyšší hodnoty na kmitočtu 3,8 GHz, nejnižší na kmitočtu 1 GHz). Co se týče stability zisku, lze konstatovat nekonzistentní průběh, a tudíž i nesplnění zadané podmínky.



Obr. 5.7 Zisk anténního systému v závislosti na frekvenci

Po prozkoumání dílčích parametrů lze konstatovat, že navrhnutá anténní struktura nenabývá kýžených hodnot. Činitel odrazu s_{11} na vstupu antény dosahuje příliš velkých hodnot a absolutně nepokrývá impedanční šířku pásma (1 GHz až 10 GHz). S tím přímo koresponduje průběh reálné a imaginární složky impedance, kdy reálná složka nabývá hodnot dvojnásobných až trojnásobných oproti požadovaným 150 ohmům a imaginární část nabývá o -120 až $+160$ ohmů více, než požadovaných 0 ohmů přes celé své pracovní pásmo. Co se týče osového poměru a zisku antény, zde jsou hodnoty pozitivnější, ovšem horní hodnota osového poměru by neměla překročit 3 dB a průběh zisku by měl vykazovat stabilnější průběh, a to v rozsahu 4 dBi až 6 dBi, čehož nebylo dosaženo. Proto bude anténa dále optimalizována.

5.1 Optimalizace modelu

Po návrhu prvotního modelu a analýze jeho výstupních parametrů bylo rozhodnuto, že bude dále optimalizován. Aby k tomuto kroku mohlo dojít, je prvně nutné určit, které parametry budou měněny, aby bylo dosaženo kýžených výsledků (zkoumaných v kapitole 3). Těmito parametry jsou:

Konečná délka spirály L_0

Koeficient expanze a

Počet otáček spirály Turns

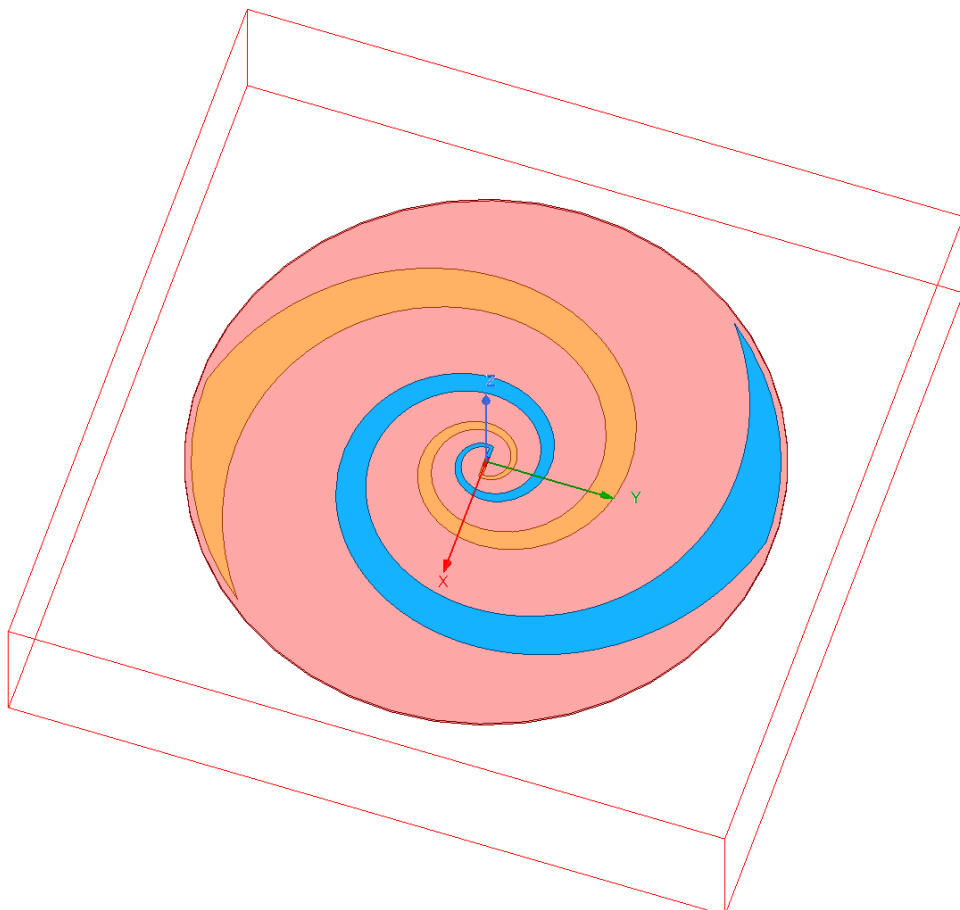
Počáteční šířka spirály w

Celkový průměr antény L

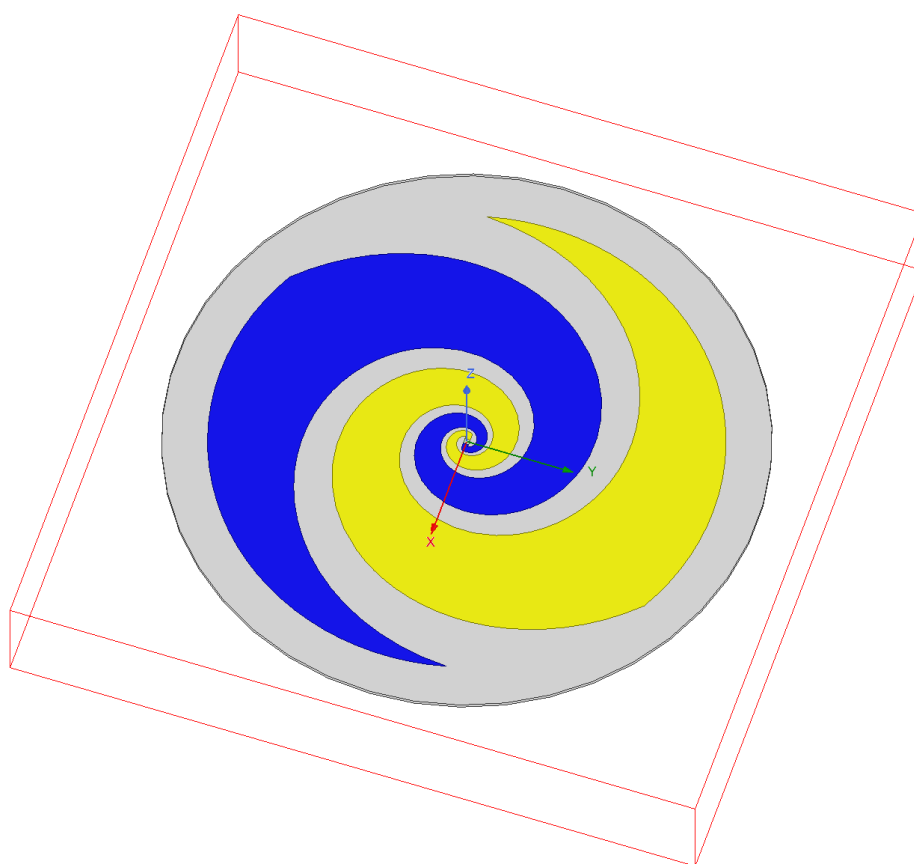
Tloušťka substrátu Arlon CuClad 217™

Změna uvedených parametrů ovšem nebude snadná, a to kvůli své provázanosti (mnoho stupňů volnosti), co se prvních čtyřech parametrů týče. Konečná délka spirály L je v přímé korelaci s koeficientem expanze a , a oba tyto parametry jsou v přímém vztahu s počtem otáček spirály. Počáteční šířka spirály určuje šířku spirály a tím i vzdálenost vodivých ploch ramen od sebe a zároveň poměr vodivého materiálu ke vzduchu. Z tohoto důvodu je nutné ke změně parametrů přistupovat jako k jednomu celku. Jediným nezávislým parametrem je poté tloušťka substrátu, která může nabývat dvou hodnot, a sice $h = 1,52$ mm či $h = 0,76$ mm.

S těmito znalostmi bylo poté přistupováno k optimalizaci anténní struktury. Po více iteračních krocích byly vytvořeny 2 modely (resp. 3, s přihlédnutím ke změně tloušťky substrátu) anténní struktury, které jsou na obr. 5.9 a obr. 5.10.



Obr. 5.8 Equiangularní planární spirálová anténa – 2. model v HFSS



Obr. 5.9 Equiangularní planární spirálová anténa – 3. model v HFSS

Pro druhý model jsou parametry stanoveny následovně:

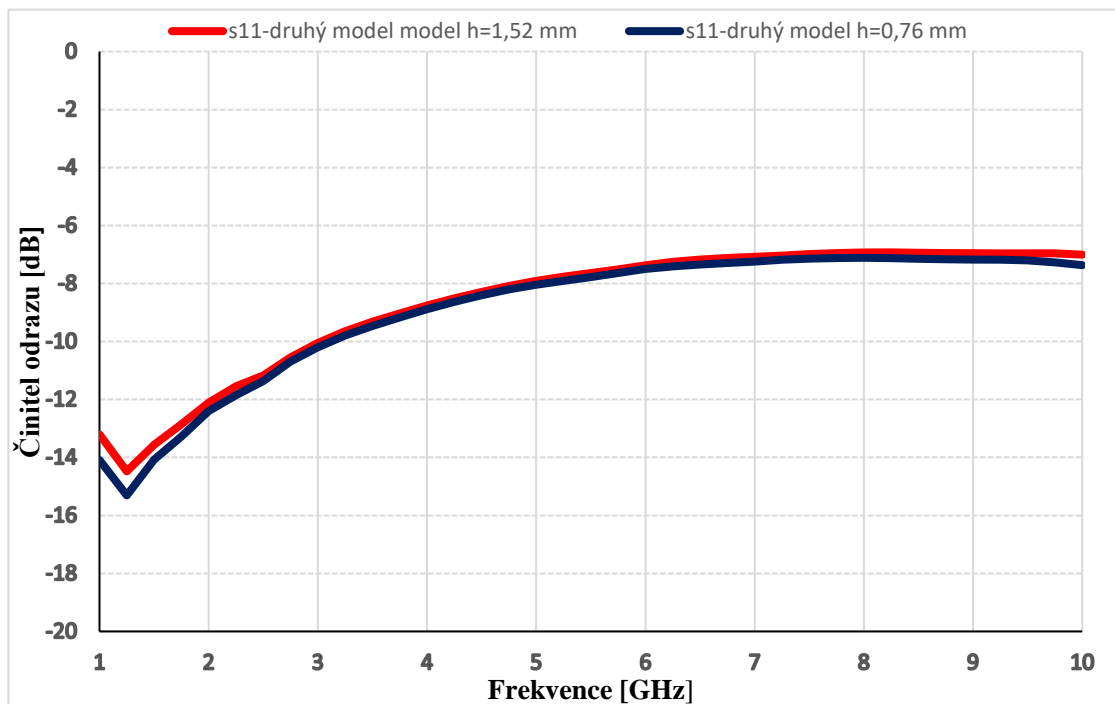
- Koeficient expanze $a = 0,25$
- Konečná délka spirály $L_0 = 305$ mm
- Počet otáček spirály $turns = 1,75$
- Počáteční šířka ramen spirály $w = 1$ mm
- Celkový průměr antény $L = 156$ mm
- Tloušťka substrátu $h = 1,52$ mm, resp. $h = 0,76$ mm

Pro třetí model jsou parametry následující:

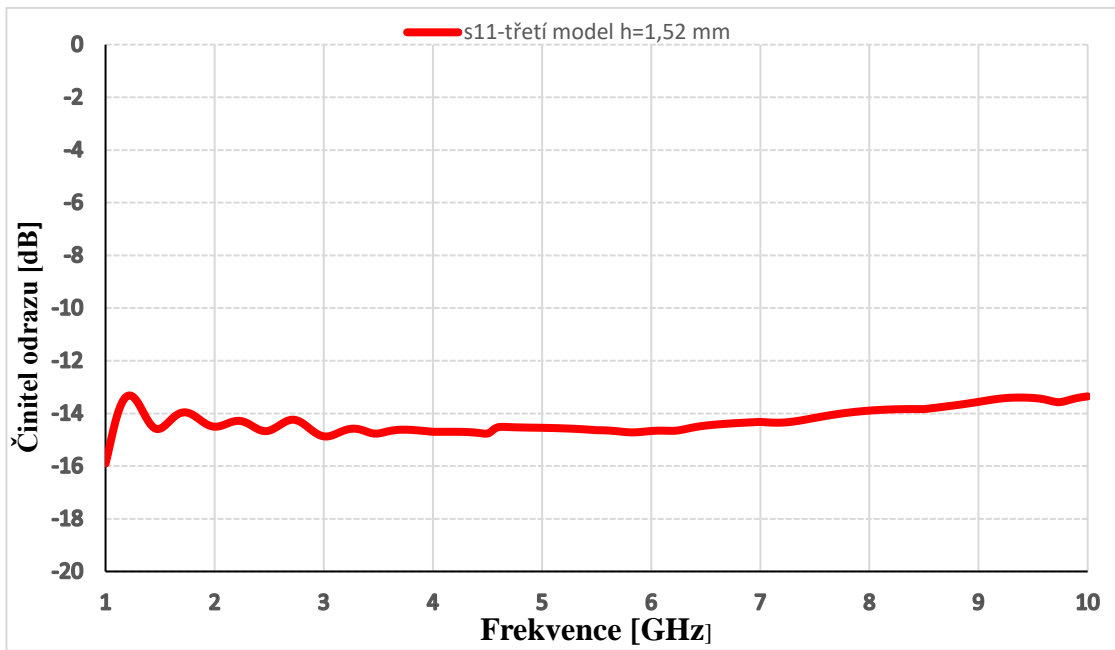
- Koeficient expanze $a = 0,3$
- Konečná délka spirály $L_0 = 317$ mm
- Počet otáček spirály $turns = 2$
- Počáteční šířka ramen spirály $w = 2$ mm
- Celkový průměr antény $L = 187$ mm
- Tloušťka substrátu $h = 1,52$ mm

Třetí model disponoval rozšířením ramen v počátku spirály, a to z důvodu dosáhnutí lepších impedančních vlastností, resp. z důvodu stabilizace a snížení hodnot reálné složky impedance antény, ovšem od toho bylo nakonec upuštěno, jelikož byly tímto rozšířením negativně ovlivňovány ostatní parametry antény.

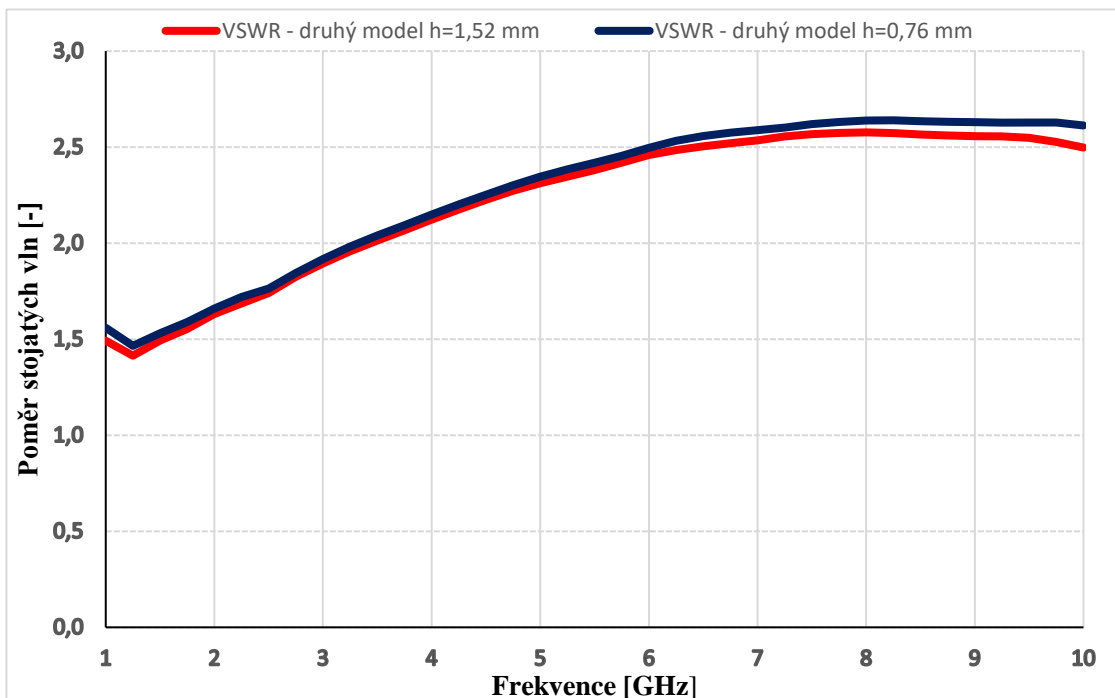
Obdobně jako pro prvotní model equiangulární planární spirálové antény proběhly simulace a následné analýzy charakteristických výstupních parametrů. Jako první byl opět zkoumán činitel odrazu s_{11} na vstupu antény v závislosti na frekvenci. Pro druhý i třetí model je výsledek simulace na obr 5.10 a 5.11. Z výsledku simulace druhého modelu lze vyčíst zvýšení hodnoty činitele odrazu s_{11} přes celé jeho pracovní pásmo (pro obě varianty substrátu). Pro třetí model je tomu přesně opačně. Dochází zde k výraznému snížení hodnoty činitele odrazu s_{11} , a také k jeho stabilizaci. Co se týče druhého modelu, maximální hodnoty ≈ -7 dB nabývá činitel odrazu v intervalu 7 GHz až 10 GHz, minimálních poté na nižších frekvencích. Pro třetí model činitel odrazu nabývá hodnot -16 dB až -13,6 dB přes celé své frekvenční pásmo 1 GHz až 10 GHz. Minimálních hodnot nabývá na kmitočtu 1 GHz.



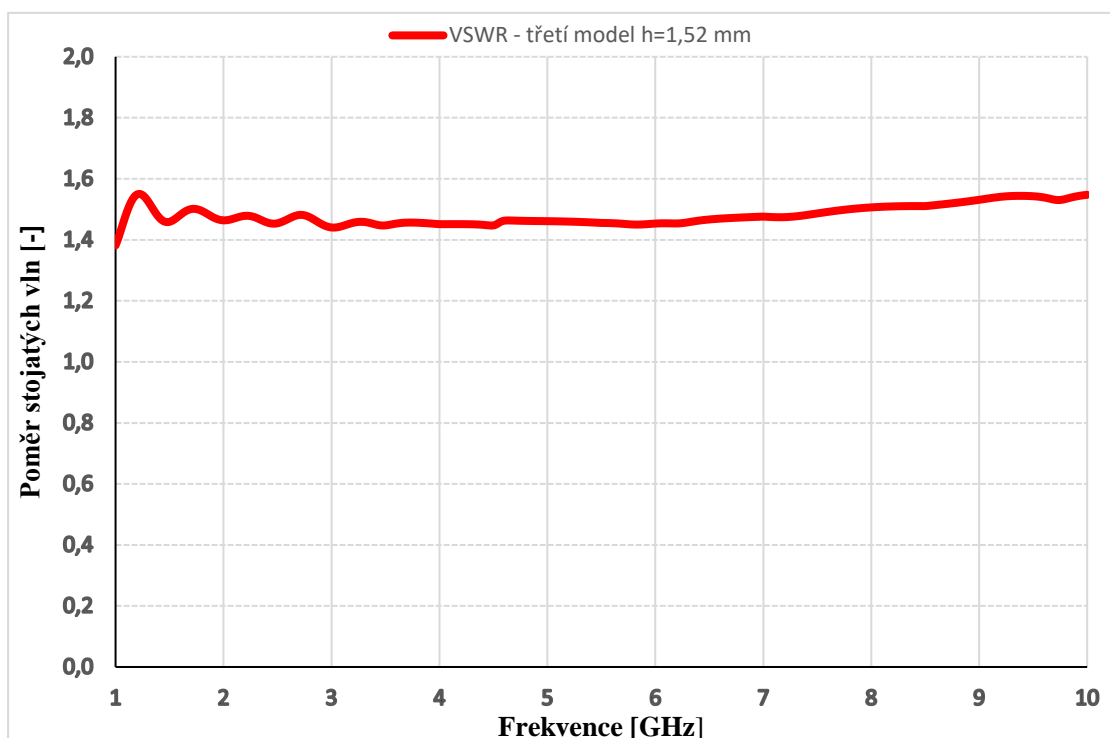
Obr. 5.10 Průběh činitele odrazu s_{11} druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm



Obr. 5.11 Průběh činitele odrazu s_{11} třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm



Obr. 5.12 Průběh poměru stojatých vln druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, $0,76$ mm

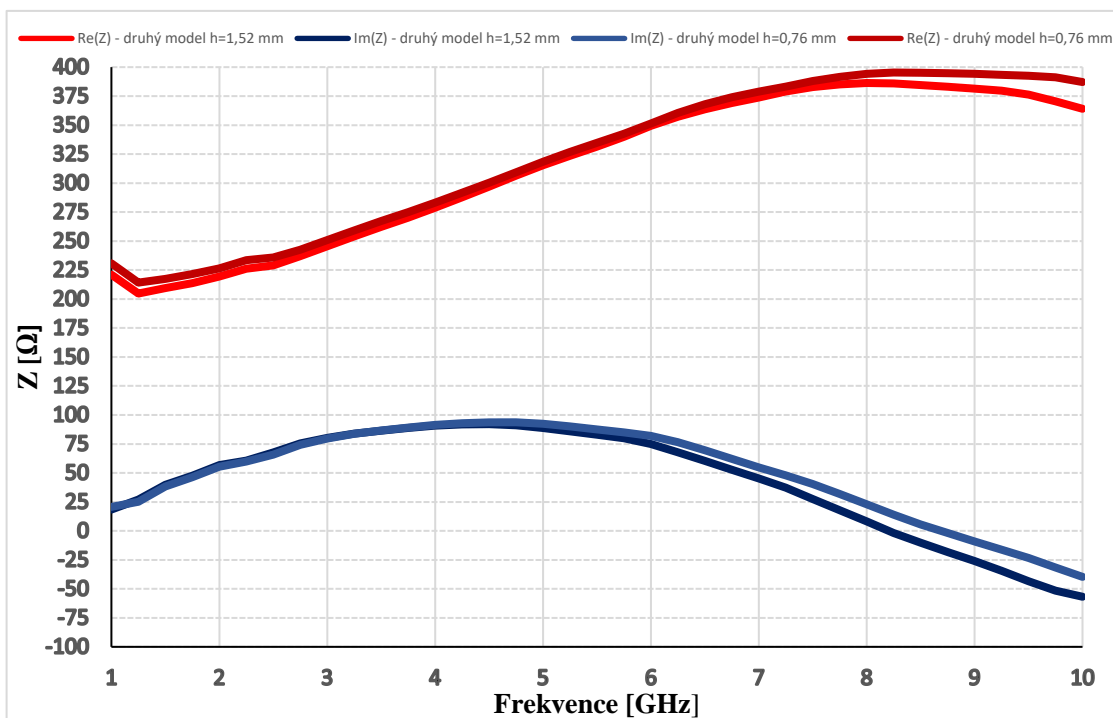


Obr. 5.13 Průběh poměru stojatých vln třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm

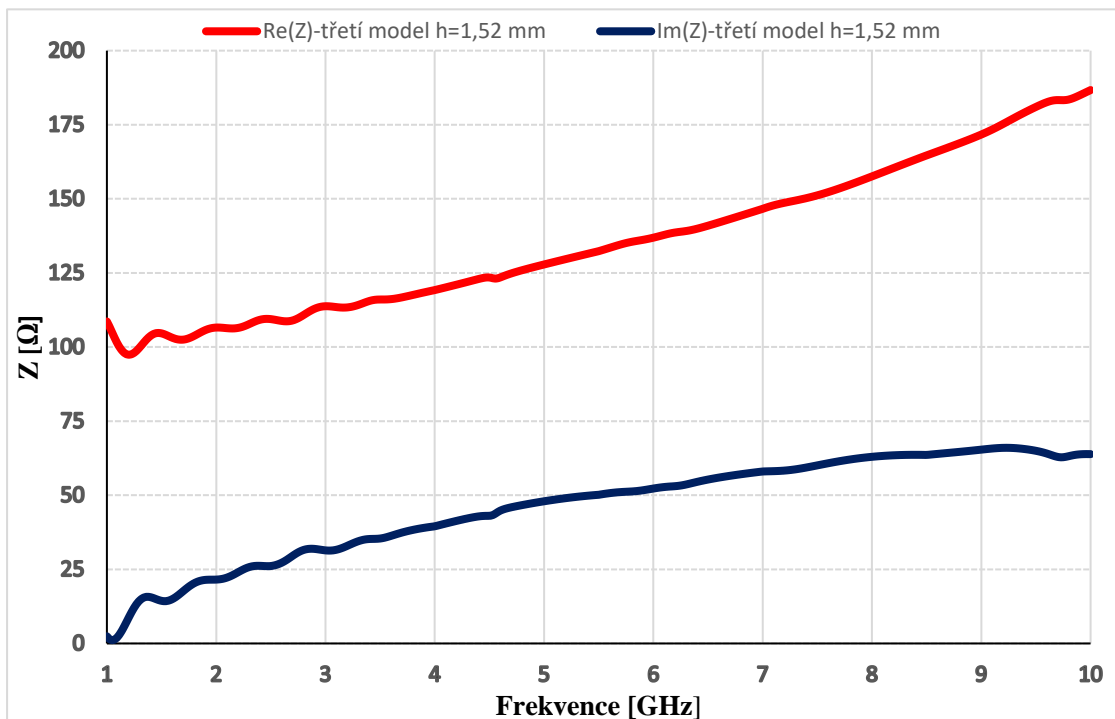
Po prozkoumání charakteristiky lze konstatovat, že lepších parametrů oproti prvotnímu modelu nabývá model třetí, a dvě různé varianty tloušťky substrátu se projevují (a to slabě), až na vyšších kmitočtech.

Dalším zkoumanou charakteristikou byla reálná a imaginární složka impedance (pro oba modely lze v důsledku tvrdit, že ani jedna z variant tlouštěk substrátu nehraje významnou roli, co se reálné a imaginární složky impedance týče, a s nimi spojeného činitele odrazu S_{11}). Reálná a imaginární složka impedance v závislosti na frekvenci je na obr. 5.14 pro druhý model, a na obr. 5.15 pro model třetí. Z grafů lze vyčíst, že druhý model nabývá hodnot pro reálnou složku od 230Ω do 400Ω , oproti třetímu modelu, který nabývá hodnot v rozmezí 98Ω až 185Ω , imaginární složka poté -58Ω až 94Ω (druhý model) a 0Ω až 66Ω pro model třetí. Pro všechny modely byla vztažná charakteristická impedance $Z_0 = 150 \Omega$. Celkově u obou modelů došlo ke zlepšení reálné i imaginární složky impedance oproti modelu prvotnímu, který nabýval hodnot 150Ω až 455Ω pro reálnou složku impedance, a -30Ω až 166Ω pro složku imaginární.

Lze tedy konstatovat, že třetí model vykazuje nejlepší vlastnosti.

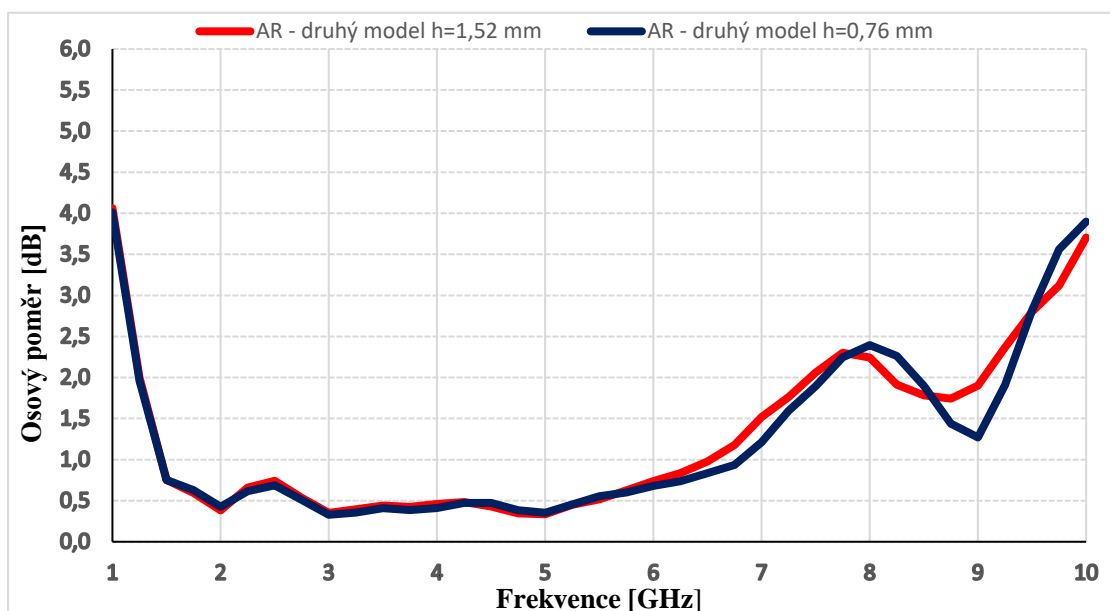


Obr. 5.14 Průběh reálné a imaginární složky impedance druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm

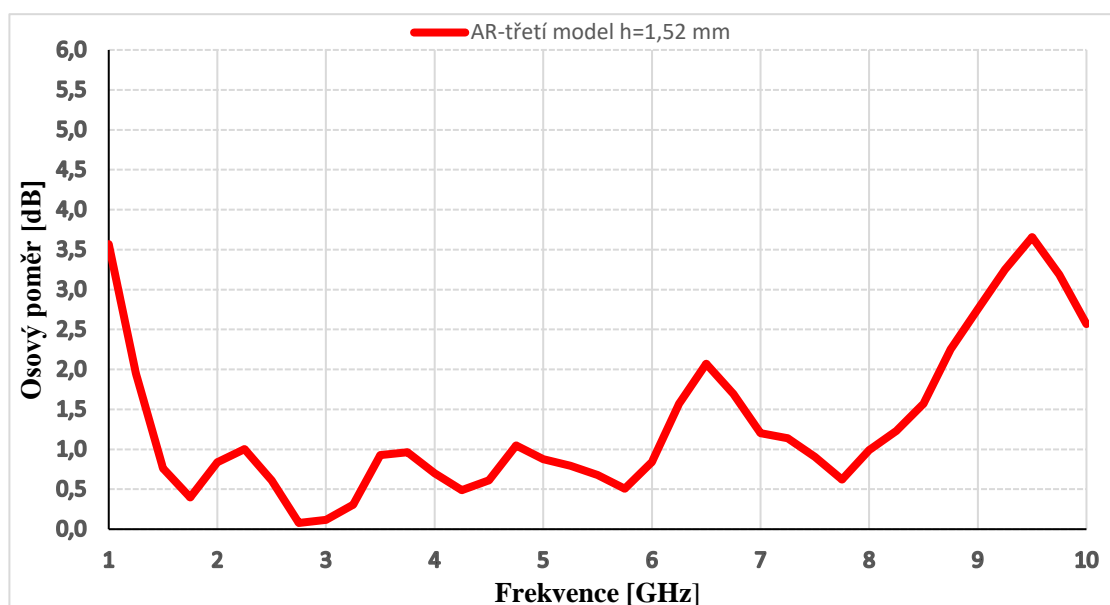


Obr. 5.15 Průběh reálné složky impedance třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm

Dalším zkoumaným parametrem v pořadí je osový poměr. Ten bylo potřeba oproti prvotnímu modelu snížit a stabilizovat přes své frekvenční pracovní pásmo 1 GHz až 10 GHz. Výsledky simulací jsou na obr. 5.16 a 5.17.



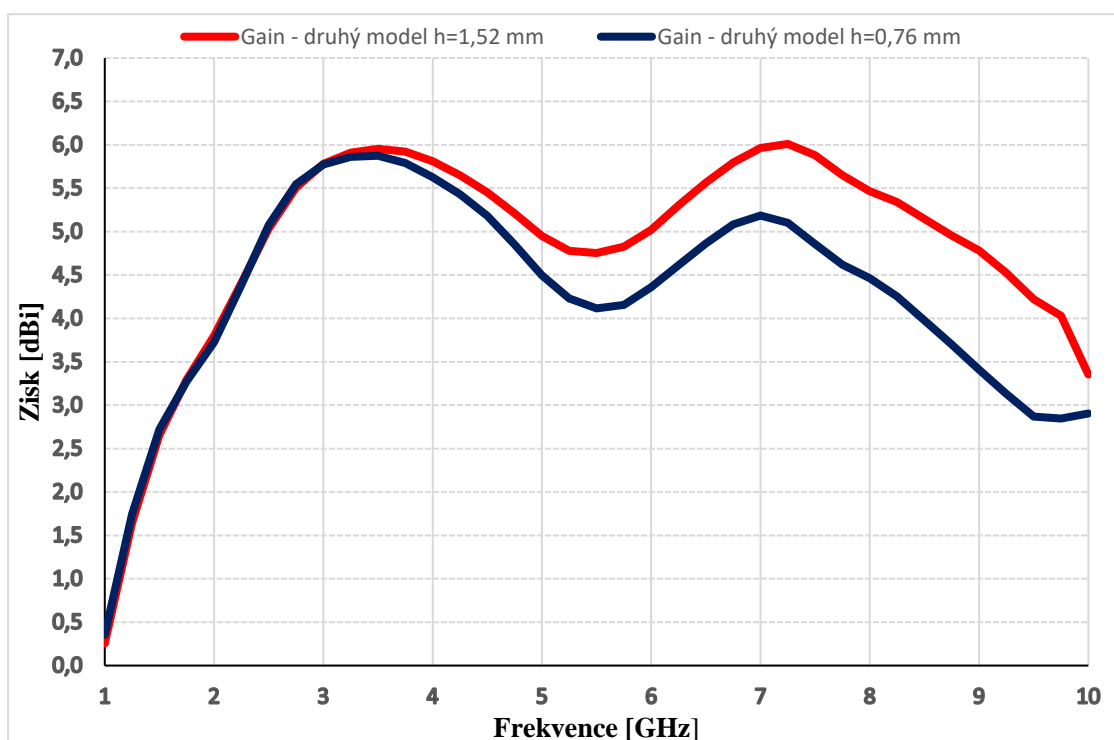
Obr. 5.16 Průběh osového poměru druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, $0,76$ mm



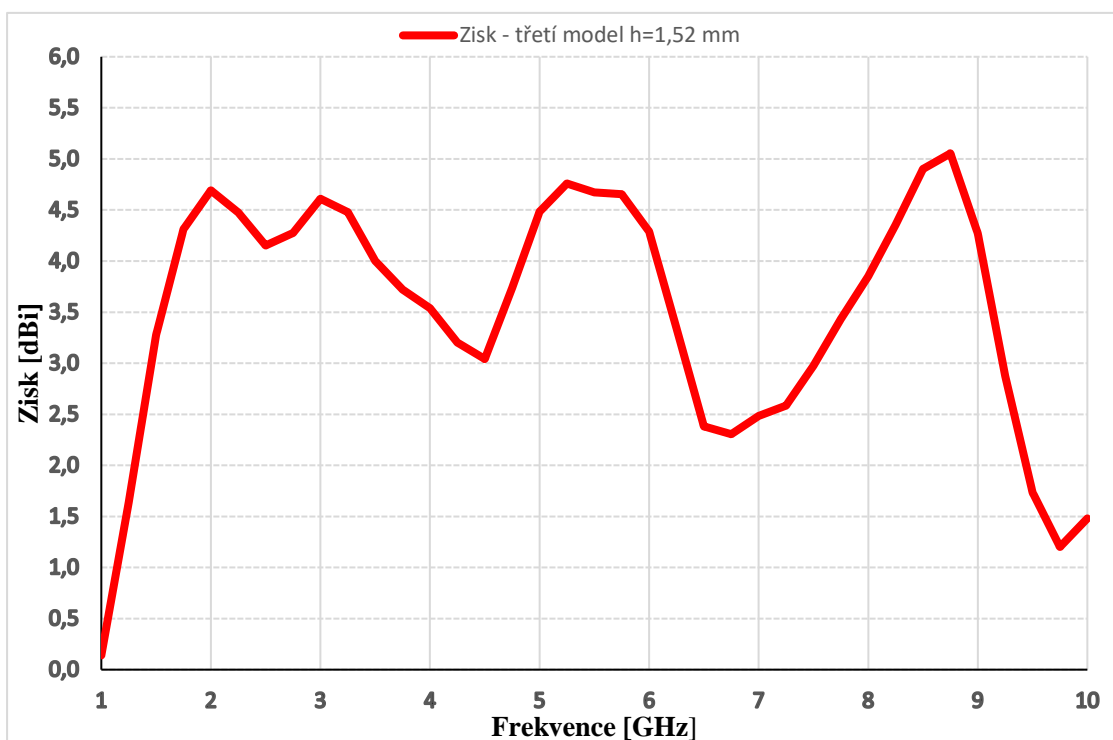
Obr. 5.17 Průběh osového poměru třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm

U druhého modelu je zjevné, že došlo ke zlepšení osového poměru a k jeho stabilizaci, a to téměř přes celé své pracovní kmitočtové pásmo, konkrétně v intervalu 1,3 GHz až 9,6 GHz (pro podmínku $AR < 3$ dB), při použití substrátu s tloušťkou 0,76 mm. Pro třetí model je tomu obdobně, a sice 3 dB podmínka platí v intervalu 1,1 GHz až 9,1 GHz, pro substrát varianty $h = 1,52$ mm. Lze tedy prohlásit, že oproti prvotnímu modelu došlo ke zlepšení osového poměru u druhého i třetího modelu, a to znatelným způsobem.

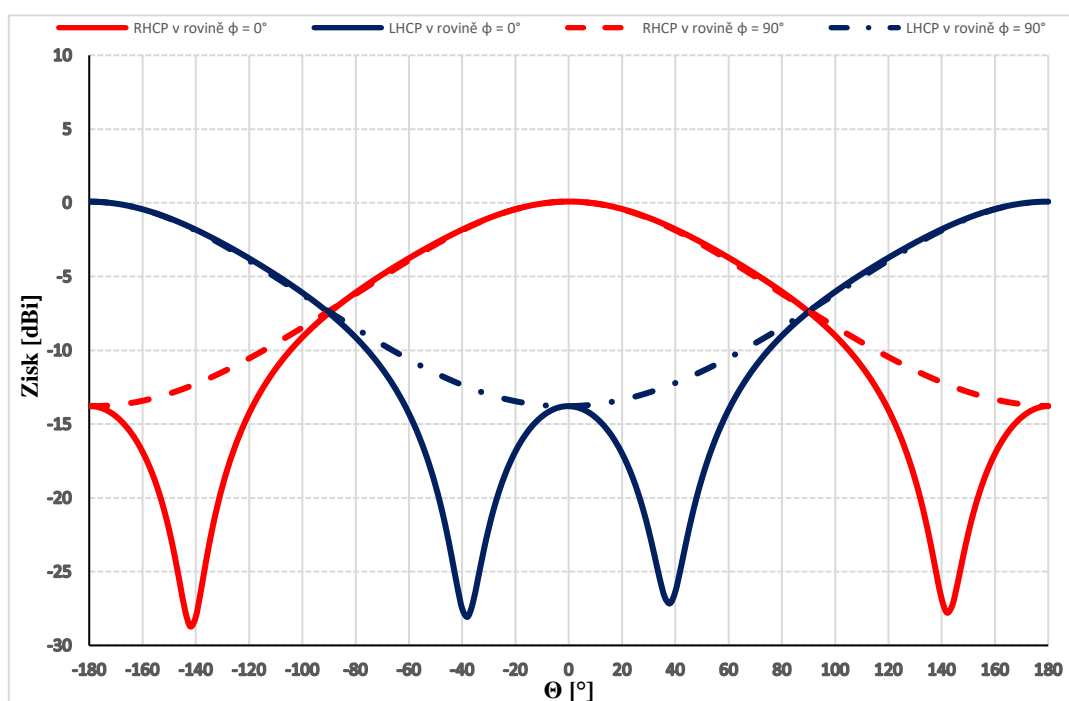
Posledním zkoumaným parametrem je zisk antény. Ten je pro druhý model na obr. 5.18 a pro třetí poté na obr. 5.19. Pro druhý model došlo ke zlepšení zisku antény oproti prvotnímu modelu, u třetího modelu poté ke znatelnému zhoršení, co se stabilizace a hodnoty týče. Proto lze konstatovat, že druhý model vykazuje nejlepší průběh zisku z výše uvedených modelů.



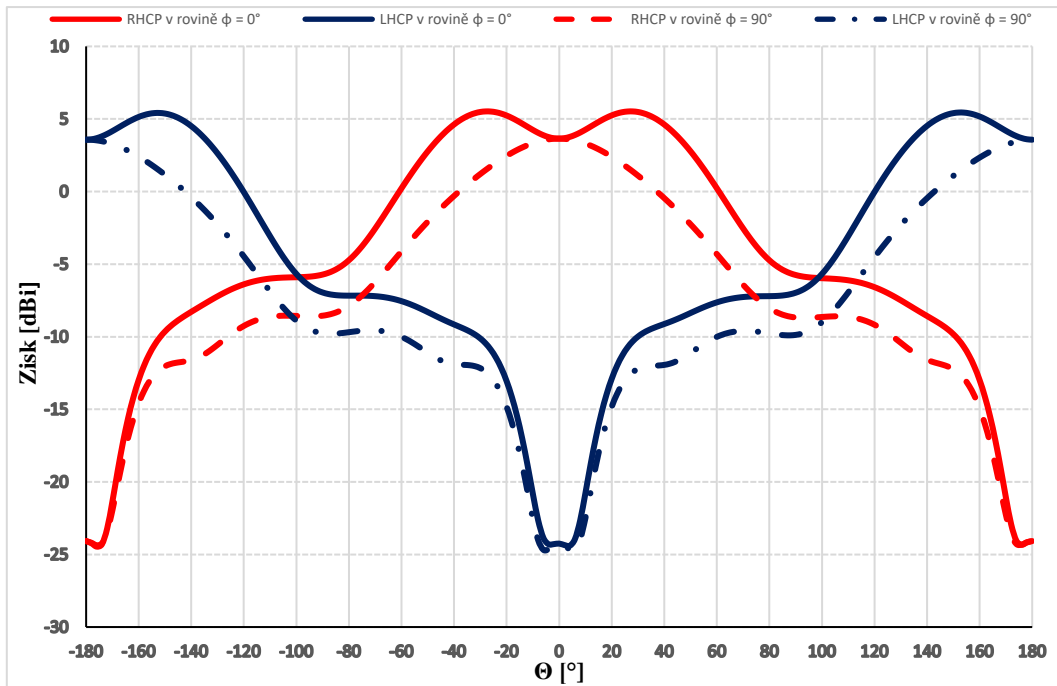
Obr. 5.18 Zisk anténního systému druhého modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm, 0,76 mm



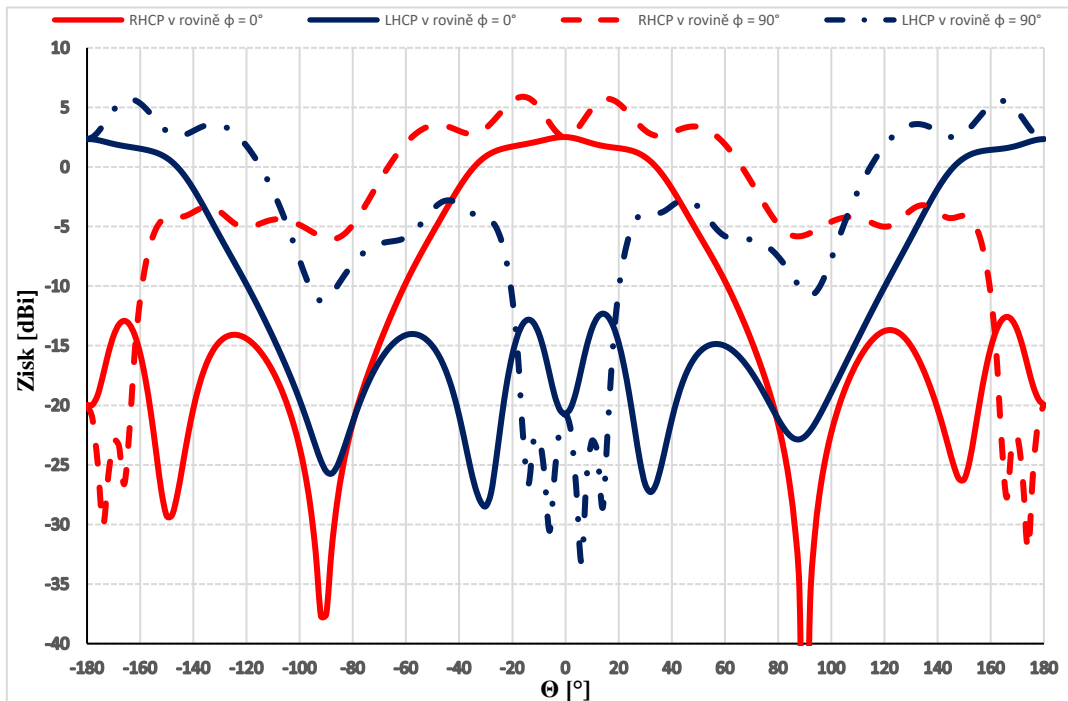
Obr. 5.19 Zisk anténního systému třetího modelu v závislosti na frekvenci pro $h = 1,52$ mm



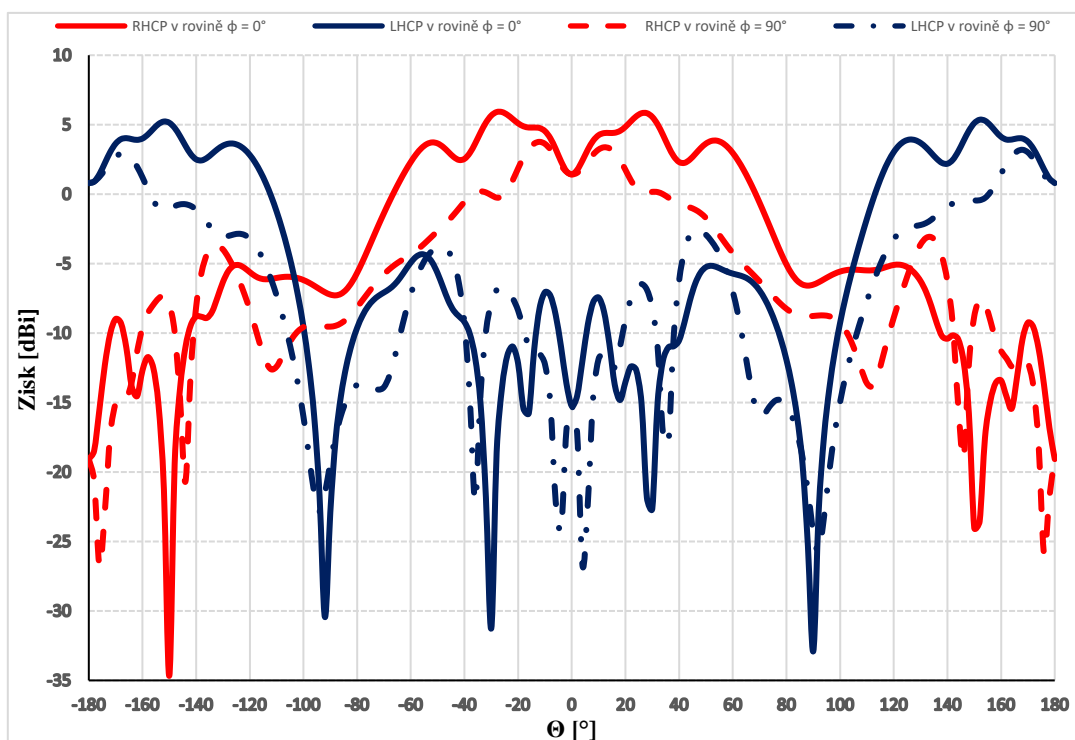
Obr. 5.20 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz



Obr. 5.21 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz



Obr. 5.22 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz



Obr. 5.23 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz

Na obrázcích 5.20 až 5.23 je možné pozorovat vyzařovací charakteristiky 3. modelu rovnoúhlé antény, a sice levotočivou a pravotočivou kruhovou polarizaci v přímé a příčné rovině antény, a to na frekvencích 1 GHz, 4 GHz, 7 GHz a 10 GHz. V příloze jsou poté uvedeny vyzařovací charakteristiky třetího modelu od 1 GHz do 10 GHz s krokem 1 GHz.

Shrnutím lze tedy říci, že nejlépe požadavkům vyhovuje třetí model antény. Nabývá nejnižších hodnot činitele odrazu s_{11} /PSV na vstupu v závislosti na frekvenci, nejnižší hodnoty a nejstabilnějšího průběhu reálné složky impedance $Re(Z)$ a imaginární složky impedance $Im(Z)$, osového poměru, ovšem se zhoršením stability a hodnoty zisku. Pozitivním zjištěním je také fakt, že anténa lépe pracuje při menším počtu otáček spirály (*turns*), a to v intervalu 1,5 až 3.

5.2 Návrh balunu

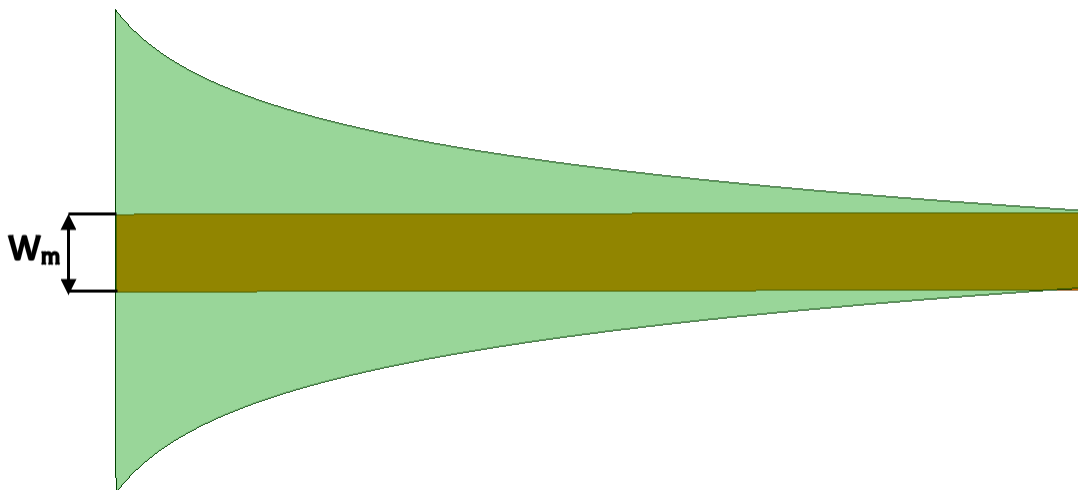
Po návrhu zářiče a následném vytvoření jeho modelu je pozornost přesunuta na další komponentu anténní struktury, a sice na balun. Ten v syntéze s impedančním

transformátorem bude zastávat jak roli symetrizace, tak roli impedančního přizpůsobení (viz kapitola 3 a 4).

Cílem návrhu je tedy symetrizovat budící vedení a zároveň toto vedení impedančně transformovat, a tím jej přizpůsobit ke vstupu antény (k tomu lze využít vztahů z kapitol 3.2.1 a 3.2.2.). Důležitost této komponenty tkví v jejím přímém vlivu na vlastnosti antény, konkrétně na její vyzařovací charakteristiky, zisk a osový poměr a činitel odrazu.

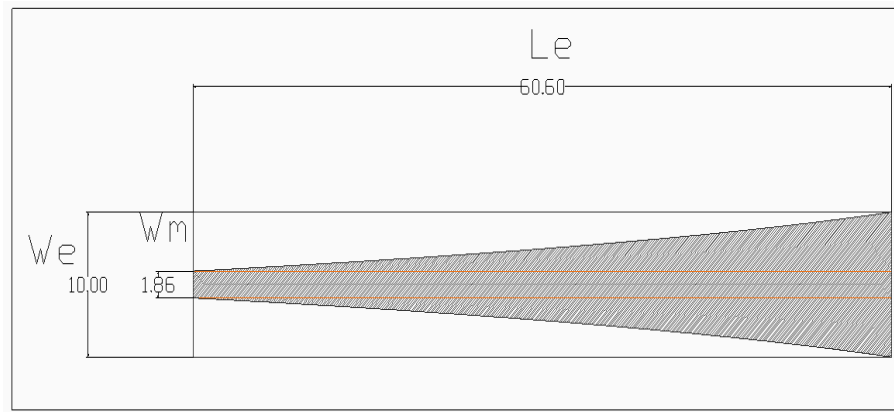
Jak bylo řečeno v podkapitole 4.1.3, pro účely této práce byl zvolen exponenciální impedanční transformátor. Ten je vhodný z hlediska své širokopásmovosti, jelikož vstupní impedance rovnoúhlé antény se značně mění v závislosti na frekvenci. Pro výpočet jeho počátečních parametrů je možné využít vztahů 4.6 až 4.8.

Balun sestává ze tří částí, a to ze symetrické, přechodové a asymetrické části. Zemní vodivá plocha je právě charakteru exponenciálního impedančního transformátoru (viz obrázek 4.6) a horní vodivá plocha je naopak vodivý mikropásek, který nabývá konstantní šířky po celé své délce. Takto na jedné straně vzniká asymetrické mikropáskové vedení (na straně u zdroje), které spojitě přechází na symetrické mikropáskové vedení na straně druhé (na straně antény). Názorná ukázka je na obrázku 5.24.

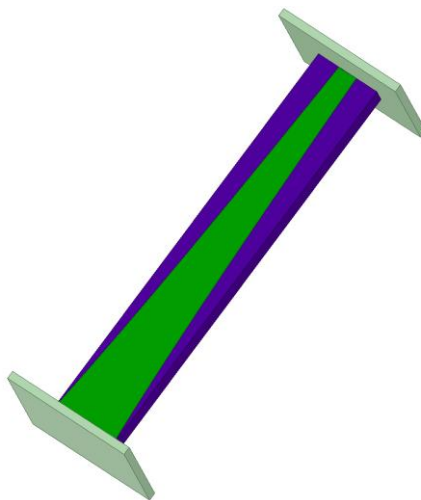


Obr. 5.24 Exponenciální balun

Co se týče samotného modelu, ten byl vytvořen v programu ANSYS Electronics Desktop 2021 R2.2 za použití substrátu Arlon CuCLad 217TM s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,17$ a tloušťkou $h = 1,52$ mm. Pro návrh se vychází z popisu výše, přičemž zmíněné vodivé motivy jsou vloženy na horní a dolní stranu substrátu. Struktura byla simulována za pomoci 2 vlnových portů (*Waveguide ports*) v módu *modal* (obrázek 5.26), kde port u asymetrické části byl normalizován na hodnotu $Z_0 = 50 \Omega$ pro koaxiální vedení a symetrická část poté na $Z_0 = 150 \Omega$ pro buzení dvou ramen zářiče.

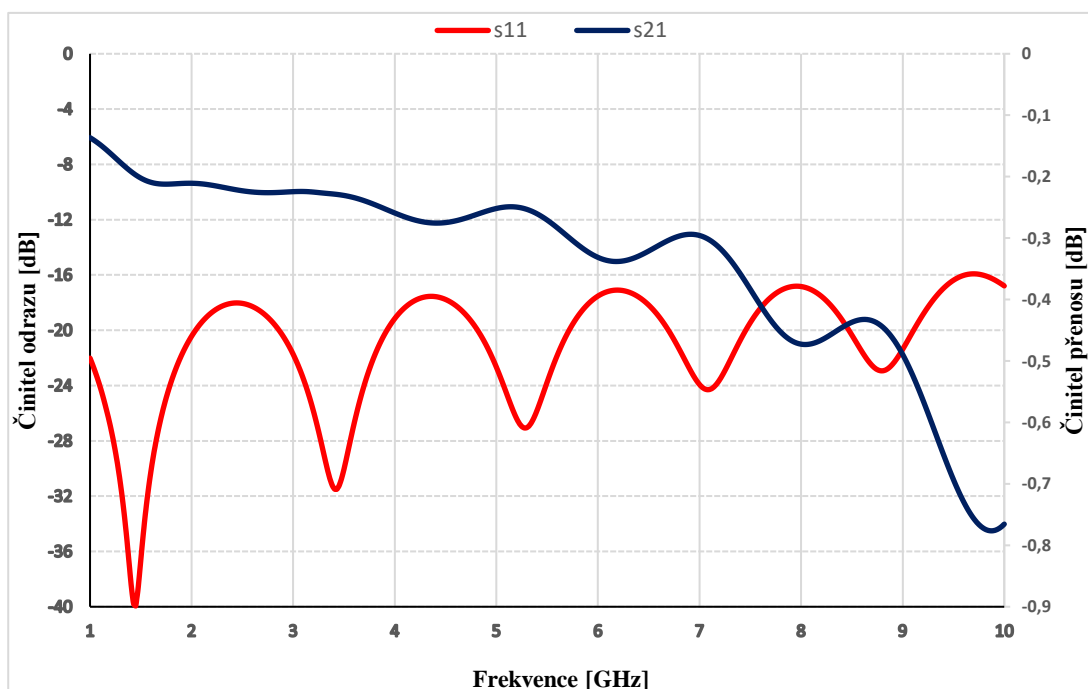


Obr. 5.25 Exponenciální balun – rozměry v mm



Obr. 5.26 Model exponenciálního balunu v HFSS

Zkoumaným výstupem simulace je činitel odrazu s_{11} a činitel přenosu s_{21} v závislosti na kmitočtu. Hodnoty těchto parametrů jsou na obrázku 5.27. Lze z něj vyčíst, že činitel odrazu s_{11} je menší než -15 dB, a to přes celé frekvenční pásmo 1 GHz až 10 GHz, a zároveň činitel přenosu s_{21} neklesl pod hodnotu -1 dB též přes celé frekvenční pásmo. Takto navržený balun lze tedy použít pro zapojení s rovnoúhlou anténou.



Obr. 5.27 Průběh činitele odrazu a přenosu v závislosti na frekvenci pro exponenciální balun

5.3 Model zářiče s balunem

Po provedení simulací jednotlivých variant rovnoúhlého zářiče a balunu je pozornost přenesena na model zářiče s balunem (anténní struktura).

Anténní struktura sestává z rovnoúhlého zářiče, planárního exponenciálního balunu, který plní funkci symetrizačního členu a zároveň impedančního transformátoru. Výsledná struktura je na obrázku 5.28. Výstupy simulací jsou na obrázcích 5.29 až 5.37.

Z průběhu činitele odrazu s_{11} a PSV v závislosti na frekvenci (viz obrázek 5.29 a 5.30) lze stanovit, že takto vzniklá struktura zářiče s balunem splňuje podmínku pro maximální hodnotu těchto parametrů, a sice $s_{11} < -9,6$ dB, což je ekvivalentem pro $PSV < 2$, a to přes celé pracovní pásmo 1 GHz až 10 GHz. Maximální hodnoty nabývá na kmitočtu 1,19 GHz ($s_{11} = -13$ dB, $PSV = 1,57$), nejnižší poté na kmitočtu 1,47 GHz ($s_{11} = -22,6$ dB, $PSV = 1,16$). Celkově tedy splňuje podmínku se značnou rezervou.

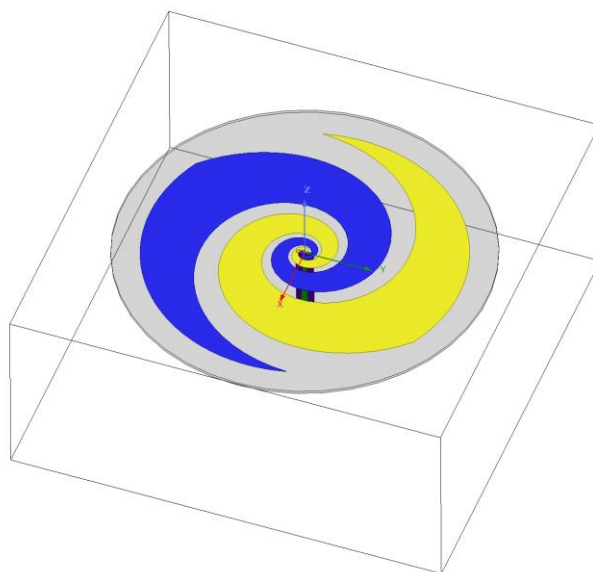
Co se týče průběhu reálné ($Re(Z)$) a imaginární ($Im(Z)$) složky impedance v závislosti na frekvenci (obrázek 5.31), zde dochází k rozkmitání obou průběhů oproti třetímu modelu, což koresponduje s průběhem činitele odrazu s_{11} v závislosti na frekvenci pro balun, kde je možné pozorovat podobný trend, tak i pro anténní strukturu samotnou. Vztažná charakteristická impedance $Z_0 = 50 \Omega$.

Dalším zkoumaným parametrem je průběh osového poměru (AR) v závislosti na frekvenci, který je možné pozorovat na obrázku 5.32. Zde došlo ke zhoršení na nižších frekvencích oproti samotnému třetímu modelu zářiče. Podmínka $AR < 3$ dB je zde splněna až od kmitočtu 1,36 GHz oproti 1,08 GHz, jak je tomu u třetího modelu zářiče. Pozitivním je ovšem fakt, že došlo ke zlepšení osového poměru na vyšších frekvencích, a to takovým způsobem, že až na minimální odchylky v okolí 6,44 GHz a 9,22 GHz, je podmínka splněna přes frekvenční pásmo 1,36 GHz až 10 GHz. Tuto podmínku lze tedy také považovat s jistými odchylkami za splněnou.

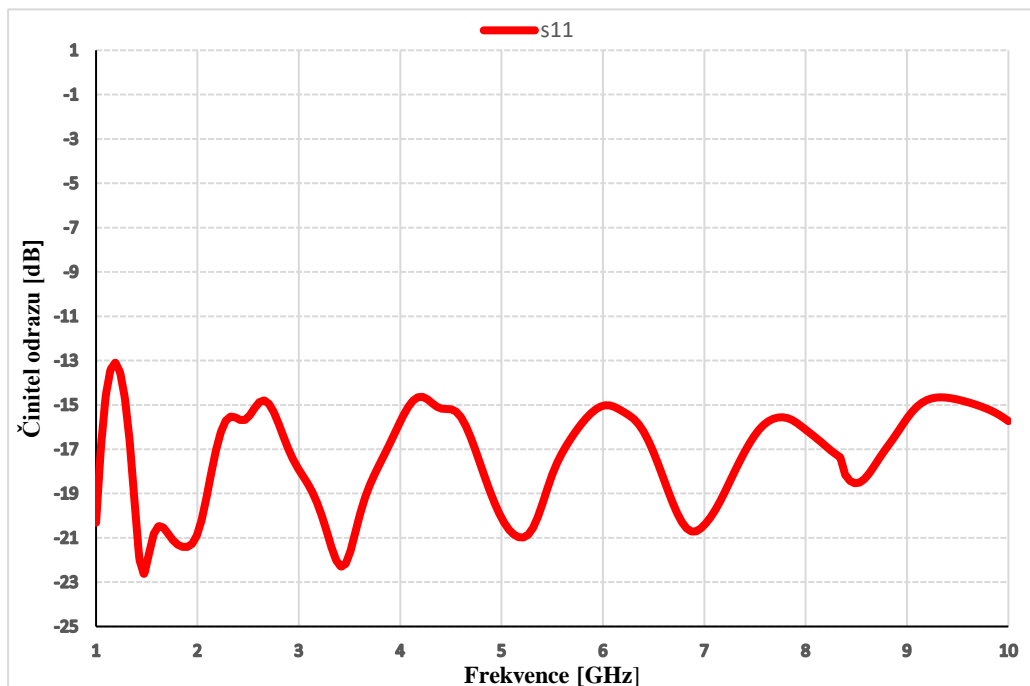
Dále byl zkoumán průběh zisku v závislosti na frekvenci (viz obrázek 5.33). Zde dochází ke změnám v průběhu oproti třetímu modelu, ovšem z celkového hlediska ne tak k markantním. Maximální hodnota zisku se zvedla na hodnotu 5,7 dBi, minimální na 1,8 dBi. Došlo ovšem k propadu hodnoty zisku v intervalu 2 GHz až 4 GHz.

Posledním zkoumaným výstupem jsou vyzařovací charakteristiky, a to pro horizontální a vertikální rovinu pro RHCP a LHCP, které jsou zobrazeny na obrázcích 5.34 až 5.37, konkrétně na frekvencích 1 GHz, 4 GHz, 7GHz a 10 GHz (vyzařovací charakteristiky od 1 GHz do 10 GHz s krokem 1 GHz jsou uvedeny v příloze). Lze konstatovat, že anténní struktura vyzařuje nad sebe RHCP a pod sebe LHCP. Hodnoty korespondují s průběhem zisku v závislosti na frekvenci (viz obrázek 5.33).

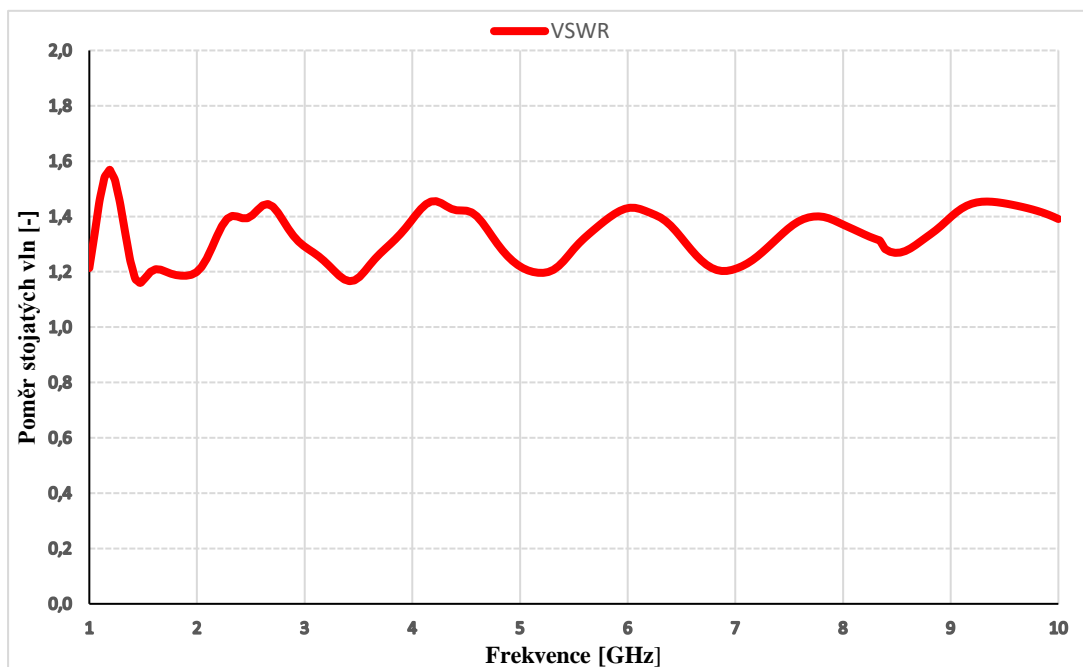
Shrnutím lze konstatovat, že takto vzniklá anténní struktura ze zářiče s balunem splňuje až na minimální odchylky podmínky zadání a je tedy možné přenést pozornost na další komponenty, a sice na plechovku s absorbérem.



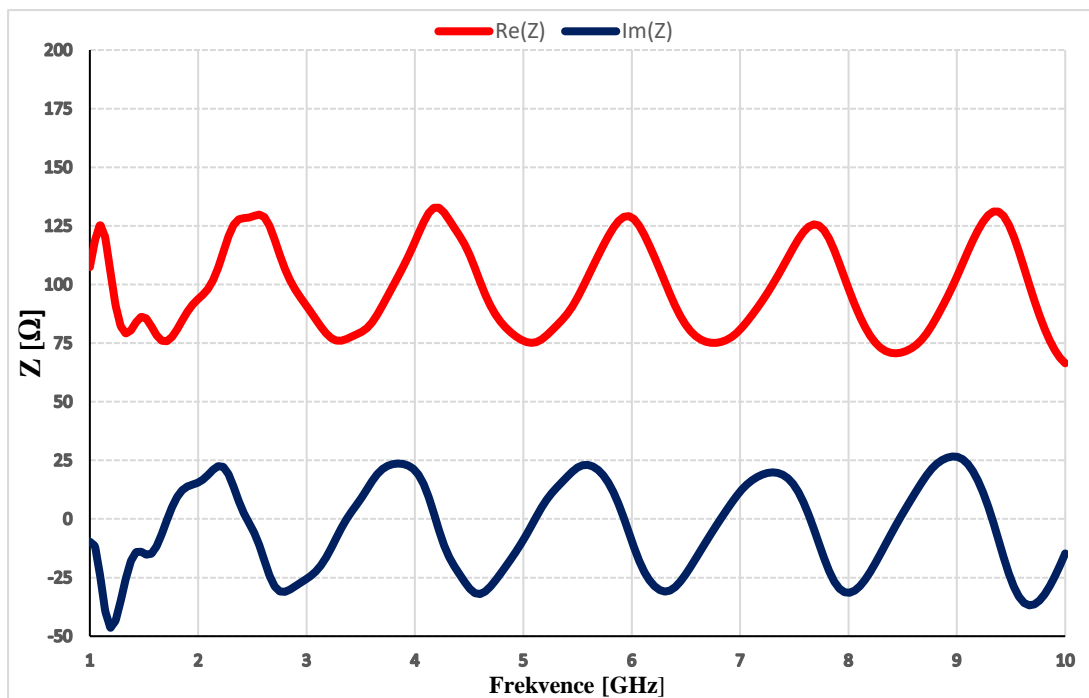
Obr. 5.28 Model zářiče s balunem



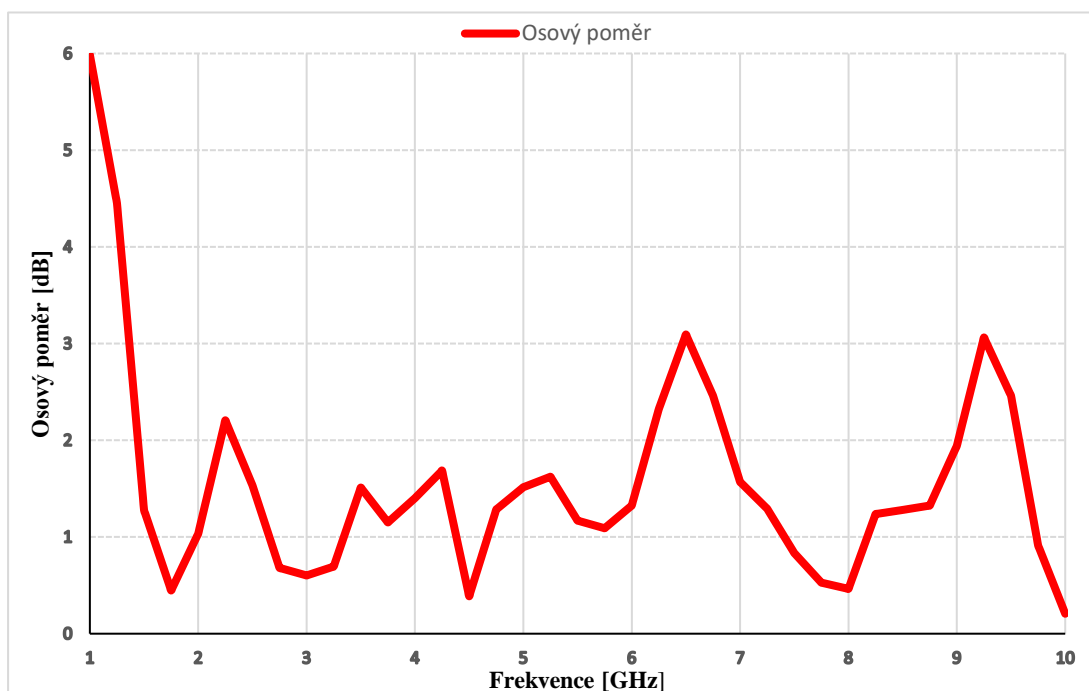
Obr. 5.29 Průběh činitele odrazu s_{11} kompletní anténní struktury v závislosti na frekvenci



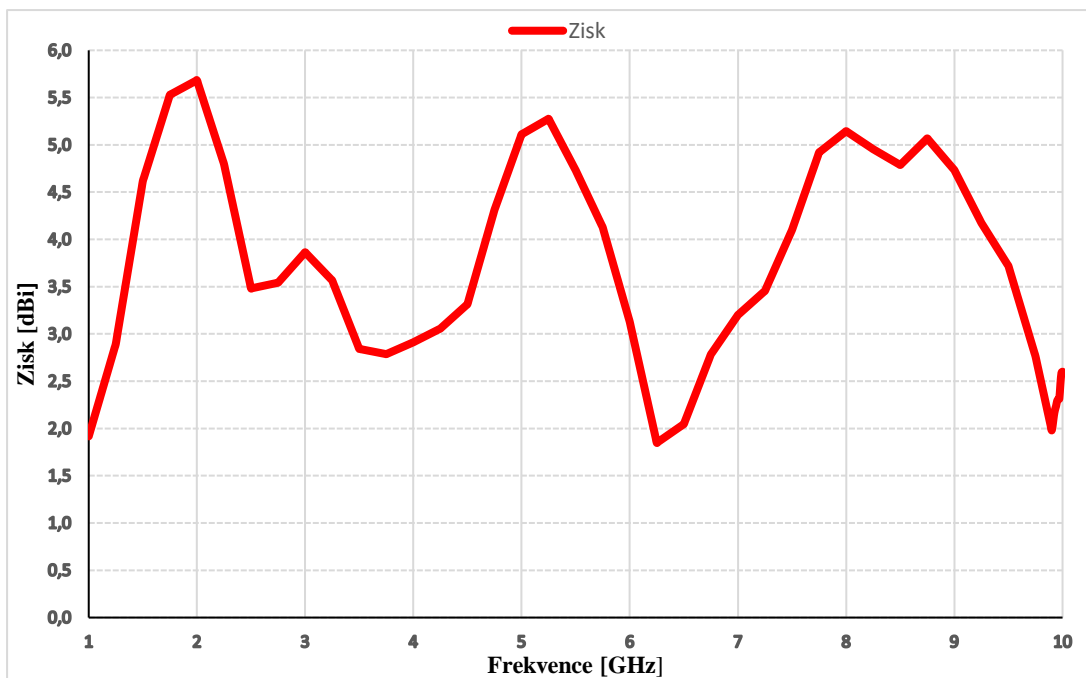
Obr. 5.30 Poměr stojatých vln kompletní anténní struktury v závislosti na frekvenci



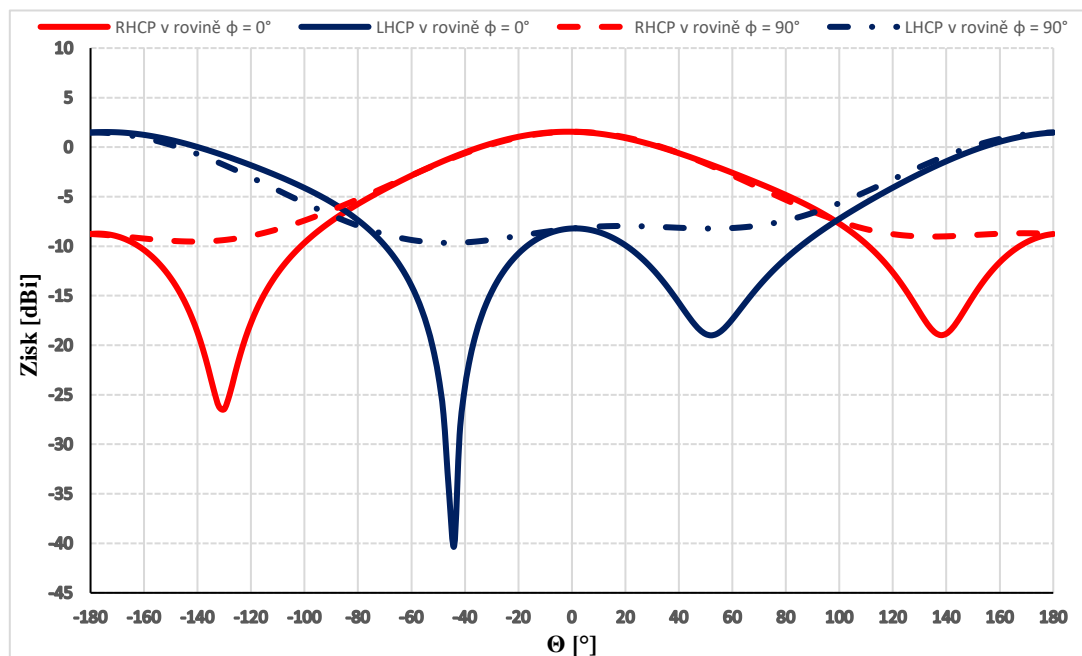
Obr. 5.31 Průběh reálné a imaginární složky impedance v závislosti na frekvenci pro kompletní anténní strukturu



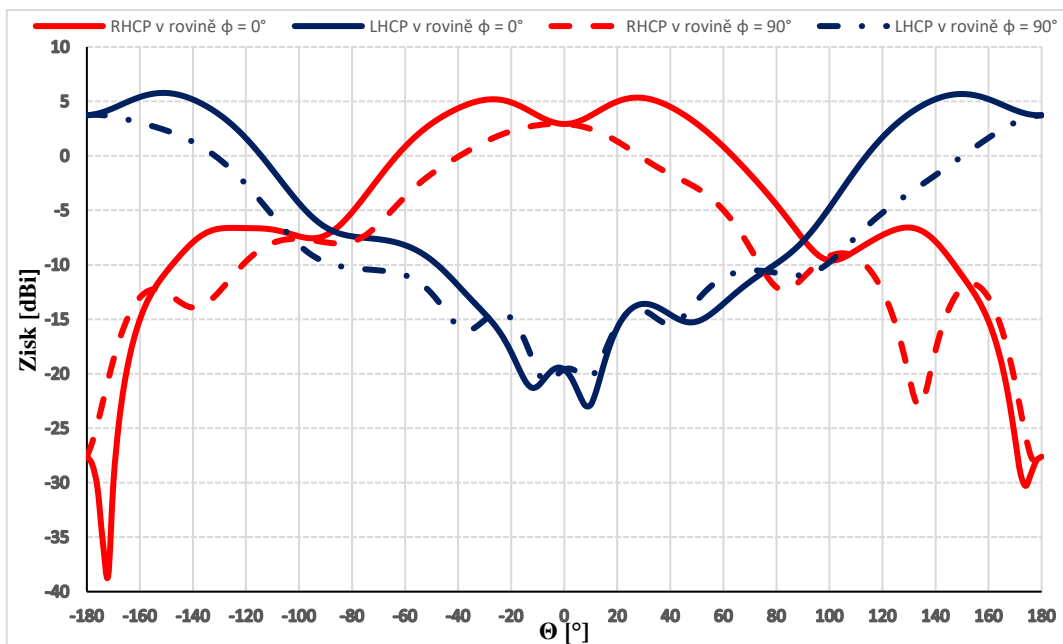
Obr. 5.32 Průběh osového poměru v závislosti na frekvenci pro kompletní anténní strukturu



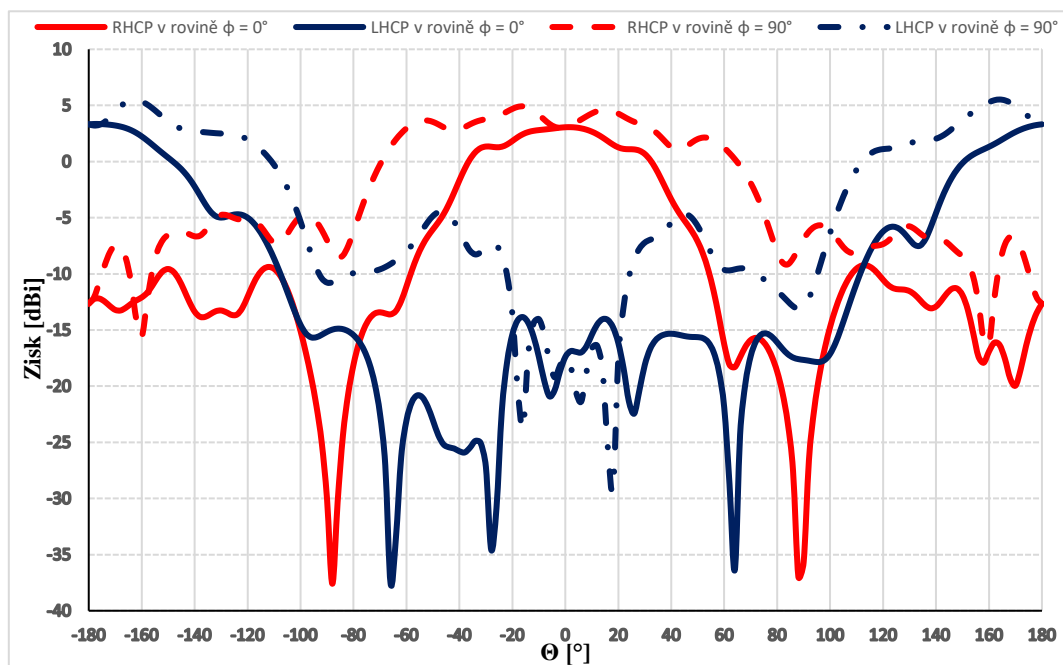
Obr. 5.33 Průběh zisku v závislosti na frekvenci pro kompletní anténní strukturu



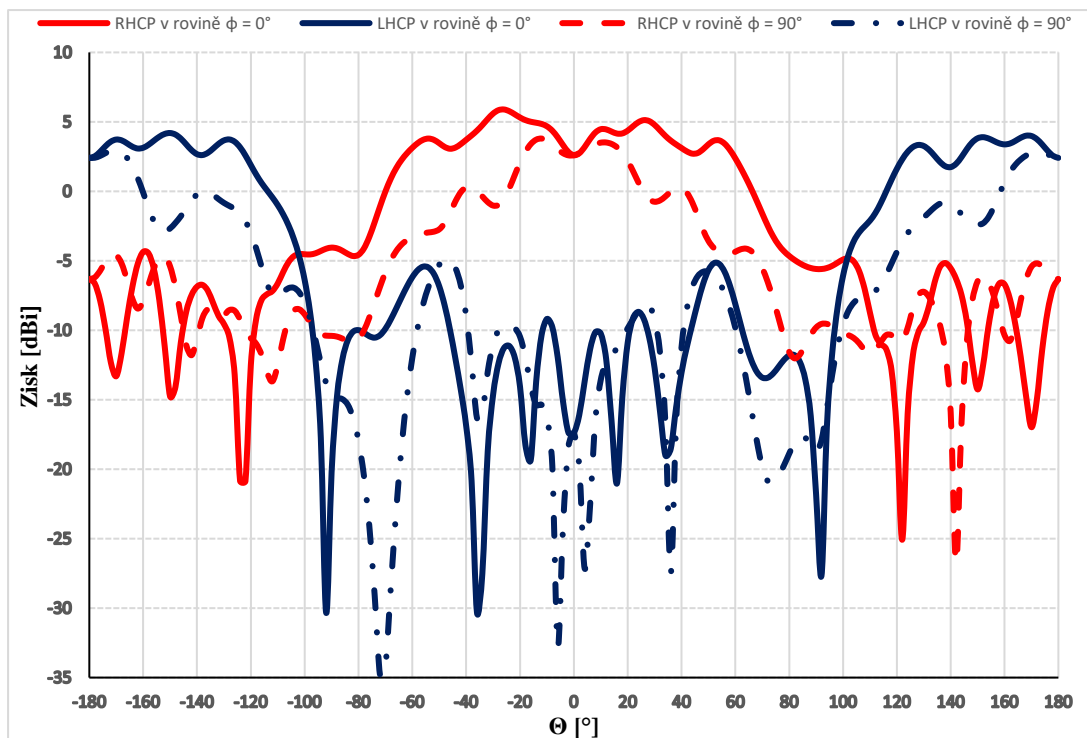
Obr. 5.34 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz pro anténní strukturu



Obr. 5.35 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz pro anténní strukturu



Obr. 5.36 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz pro anténní strukturu



Obr. 5.37 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz pro anténní strukturu

5.4 Návrh plechovky s absorbérem

Po vytvoření zářiče a balunu je pozornost přesunuta na poslední komponentu anténní struktury, a sice k absorbéru.

Jak již bylo řečeno v kapitole 1, spirálové antény jsou charakteristické pro svou kruhovou polarizaci, přesněji pro pravotočivou kruhovou polarizaci (RHCP) a levotočivou kruhovou polarizaci (LHCP), přičemž směr vyzařování je kolmý k rovině antény. Pro správnou funkci antény je nutné jednu zajistit jednostranné vyzařování antény. V tomto konkrétním případě byl zářič navrhnut s pravotočivou kruhovou polarizací (viz vyzařovací diagramy v kapitole 5.1 a 5.3), a je tedy nutné potlačit levotočivou kruhovou polarizaci, která je vyzařována pod rovinu zářiče. K tomuto účelu slouží absorbér.

Při jeho návrhu musí být splněny dvě základní podmínky:

- dostatečné potlačení levotočivé kruhové polarizace

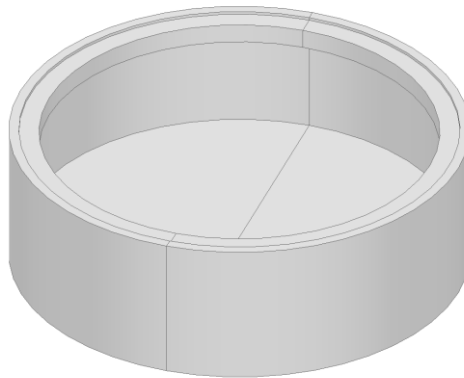
- minimální ovlivnění charakteristických parametrů anténní struktury – činitele odrazu s_{11} , resp. poměru stojatých vln, vyzařovacího diagramu pravotočivé kruhové polarizace

Jak bylo těchto podmínek dosaženo je popsáno v další podkapitole 5.4.1.

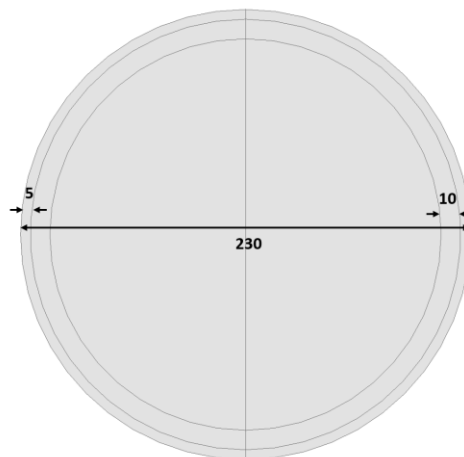
5.4.1 Model plechovky s absorbérem

Po vymezení základních podmínek, které musí plechovka s absorbérem splňovat, byl vytvořen jejich model v programu ANSYS Electronics Desktop 2021 R2.2.

Jako materiál plechovky byl zvolen polyethyltereftalát glykol, zkráceně PETG. Jedná se o běžný filament pro 3D tisk s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,675$. Vnitřní povrch je opatřen měděnou fólií. Objem plechovky je poté vyplněn absorpčním materiálem (absorbérem) – polyamidem, s relativní permitivitou $\epsilon_r = 4,3$, s vynecháním prostoru pro balun. Polyamidem je tedy LHCP absorbována a měděnou fólií jsou ošetřeny úniky, jelikož se jedná o vodivý materiál, který reflektuje záření zpět do polyamidu.



Obr. 5.38 Model plechovky



Obr. 5.39 Geometrické parametry plechovky v mm

Co se týče geometrických parametrů plechovky, ty jsou následující:

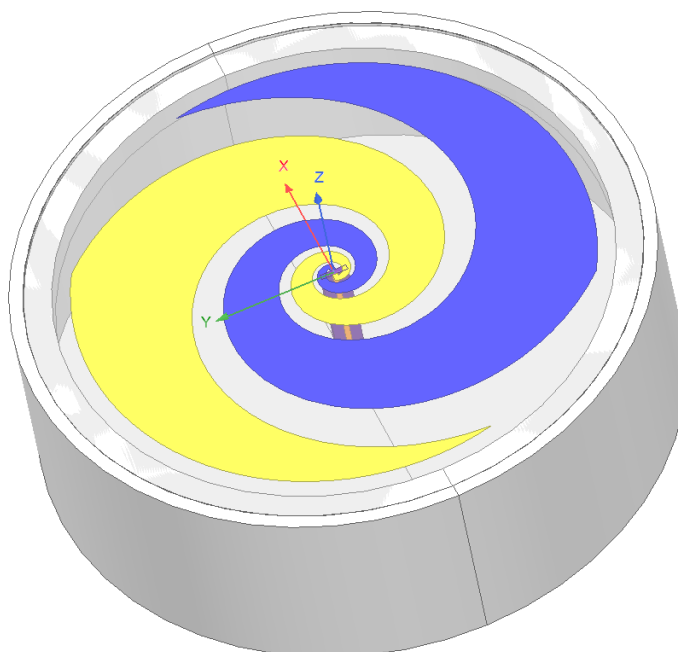
- celkový průměr plechovky: 230 mm
- tloušťka stěny plechovky: 5 mm
- tloušťka rozšířené stěny pro uchycení zářiče: 10 mm
- celková výška plechovky: 73,6 mm
- hloubka pro uchycení zářiče: 1,52 mm

Prvotní koncepce počítala s vyrobením plechovky jako jednoho kusu. Od toho muselo být opuštěno kvůli celkové velikosti a návrh byl tedy pozměněn na dvě půlky plechovky, které budou následně spojeny v jeden kus, a to pomocí oboustranné lepicí fólie a měděné fólie.

5.5 Kompletní anténní struktura

Po vytvoření všech dílčích komponent – zářiče, balunu a plechovkou s absorbérem, je jako poslední vytvořen model kompletní anténní struktury, který je tvořen syntézou právě zmíněných komponent. Kompletní anténní struktura je na obrázku 5.40.

Kvůli své složitosti byla provedena simulace s malým počtem bodů, aby bylo ověřeno, že plechovka s absorbérem téměř neovlivňuje ostatní parametry zářiče s balun, jako je činitel odrazu s_{11} a PSV, reálná a imaginární složka impedance atd. Toho bylo dosaženo, a proto může být kompletní anténní struktura vyrobena.



Obr. 5.40 Kompletní anténní struktura – model v HFSS

5.6 Výroba kompletní anténní struktury

Po návrhu dílčích komponent, vytvoření jejich modelů a provedení simulací, kdy byly prozkoumány jejich charakteristické parametry, a bylo rozhodnuto o splnění podmínek byla pozornost přesunuta k výrobě těchto komponent.

Fotky komponent jsou na obrázcích 5.41 až 5.43



Obr. 5.41 Foto zářiče (nalevo) a zářiče s balunem s konektorem (napravo)



Obr. 5.42 Foto plechovky bez úprav (nalevo) a slepené i s měděnou fólií (napravo)



Obr. 5.43 Foto kompletní plechovky s absorbérem

Kvůli časové náročnosti a složitosti byla kompletní anténní struktura pouze vyrobena a zkompletována, ovšem nebylo provedeno měření charakteristických parametrů. To bude provedeno a prezentováno při obhajobě práce.

6. ZÁVĚR

Tato diplomová práce se zabývá návrhem planární spirálové antény, která má pracovat v kmitočtovém pásmu 1 GHz až 10 GHz. Anténa má v tomto pásmu vykazovat poměr stojatých vln maximálně 1,5, nabývat co nejstabilnějšího zisku a disponovat co nejlepším osovým poměrem, za použití symetrizačního členu a impedančního transformátoru. K tomu bylo za potřebí blíže prozkoumat možné výběry antén, které by těmto požadavkům, při správné konfiguraci, vyhovovaly. Práce byla rozdělena do 6 kapitol.

První kapitola práce se věnuje planárním spirálovým anténám. Jsou zde shrnuty teoretické poznatky dané problematiky a dále se zde pojednává o výběru vhodného zářiče, který naplňuje požadavky zadaných parametrů.

Druhá kapitola se zabývá podrobněji zvolenou anténní strukturou. Jsou zde uvedeny charakteristické parametry a její numerický návrh.

Třetí kapitola popisuje problematiku buzení navrhované antény a jejího přizpůsobení. Je zde představen symetrizační člen – balun.

Čtvrtá kapitola řeší problematiku impedančního transformátoru, jeho syntézu s balunem a obecně impedanční přizpůsobení antény.

Pátá kapitola popisuje samotný model planární spirálové antény. Je zde popsán postup návrhu, výstupy simulací, a následné kroky v optimalizaci struktury, které jsou dále diskutovány. Jsou zde též uvedeny fotky reálného výrobku. Navržená struktura splňuje téměř naplno všechny podmínky ze zadání. Kvůli časové náročnosti a složitosti struktury byla anténní struktura doposud pouze vyrobena a zkompletována bez provedení měření. To bude provedeno a prezentováno u obhajoby práce.

Planární spirálová anténa bude sloužit jako komponenta pro měření charakteristických parametrů reálných antén. Své uplatnění by tedy měla nalézt jako testovací jednotka pro práci v laboratoři.

LITERATURA

- [1] PROCHÁZKA, M. *Antény - encyklopedická příručka*, Praha: BEN - technická literatura, 2001.
- [2] BALANIS, C., A., *Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition*, John Wiley and Sons, New Jersey, 2005.
- [3] ČERNOHORSKÝ, D., NOVÁČEK, Z., *Antény a šíření rádiových vln*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005.
- [4] MILLIGAN, Thomas A. *Modern Antenna Design. 2. Aufl.* Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2005. ISBN 9780471457763. Dostupné z: doi:10.1002/0471720615
- [5] ZBOŘIL, Vojtěch. *Nízkoprofilová textilní anténa s umělým magnetickým vodičem*. Brno, 2020. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/128390>. Semestrální práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Zbyněk Raida.
- [6] *A Self-Complementary 1.2 to 40 GHz Spiral Antenna with Impedance Matching*. Radioengineering [online]. Společnost pro radioelektronické inženýrství, 2006, 15(3), 15-19 [cit. 2023-01-02]. ISSN 1210-2512. Dostupné z: https://www.researchgate.net/publication/26511696_A_Self-Complementary_12_to_40_GHz_Spiral_Antenna_with_Impedance_Matching
- [7] HALODA, Jiří. *Širokopásmová sinusová anténa s dvojitou polarizací*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 69 s.
- [8] Doc.Ing.Zdeněk Nováček CSc. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení*. Vysoké učení technické v Brně (2002).
- [9] SVAČINA, Jiří. *Řešení mikrovlnných planárních struktur metodou konformního zobrazení*. Brno: CERM, 2006. 163 s.
- [10] JILKOVÁ, J.; POKORNÝ, M.; RAIDA, Z. *Multimediální učebnice elektromagnetických vln a mikrovlnné techniky*. In *Sborník příspěvků konference Králíky 2009*. Brno: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. s. 129-133. ISBN: 978-80-214-3938- 2.
- [11] WHEELER, H.A. *Transmission Lines with Exponential Taper*. Proceedings of the IRE [online]. IEEE, 1939, 27(1), 65-71 [cit. 2023-05-20]. ISSN 0096-8390. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1686756>
- [12] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: VUT FEKT, 2002, 210 s. ISBN 80-214-2222-X.
- [13] LÁČÍK, Jaroslav. *P5: Mikrovlnná integrovaná technika a základní typy mikrovlnných integrovaných obvodů (MIO) II*.
- [14] KOVALEV, I. S. *Teoriia i raschet poloskovykh volnovodov*. Minsk, 1967.
- [15] B. Sirbu, T. Tekin and D. Pouhè, "Design and simulation of an equiangular spiral antenna for extremely high-frequencies," The 8th European Conference on

Antennas and Propagation (EuCAP 2014), The Hague, Netherlands, 2014, pp. 3102-3106, doi: 10.1109/EuCAP.2014.6902484.

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

FEKT	Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
VUT	Vysoké učení technické v Brně
PEC	Perfect electric conductor
RHCP	Right-handed circular polarization
LHCP	Left-handed circular polarization
VSWR	Voltage standing wave ratio
FS	Free space
HFSS	High-frequency structure simulator
MKP	Metoda konečných prvků
AR	Axial ratio

Symbols:

ϵ_r	relativní permitivita	(-)
$\tan \delta$	ztrátový činitel	(-)
f	frekvence	(Hz)
s_{11}	činitel odrazu	(dB)
ρ_0	vnitřní úhel spirály	(°)
ρ_1	vnější úhel spirály	(°)
ρ_2	vnější poloměr ramene	(m)
ρ_3	vnitřní poloměr ramene	(m)
ρ_4	vnější poloměr ramene	(m)
ρ_5	vnitřní poloměr ramene	(m)
L	celková délka spirálové antény	(m)
L_0	délka jednoho ramene spirály	(m)
Q	rameno spirály	(-)
P	rameno spirály	(-)
K	pomocný parametr pro výpočet	(-)
δ	úhel rotace	(°)
λ	vlnová délka	(m)
h	tloušťka	(m)
ϕ	úhel zatočení	(°)
r_0	délka počátečního úhlu	(m)
Z_0	impedance antény	(Ω)
η	impedance volného prostoru	(Ω)
w	počáteční šířka ramen spirály	(m)
$Re(Z)$	reálná složka impedance	(Ω)

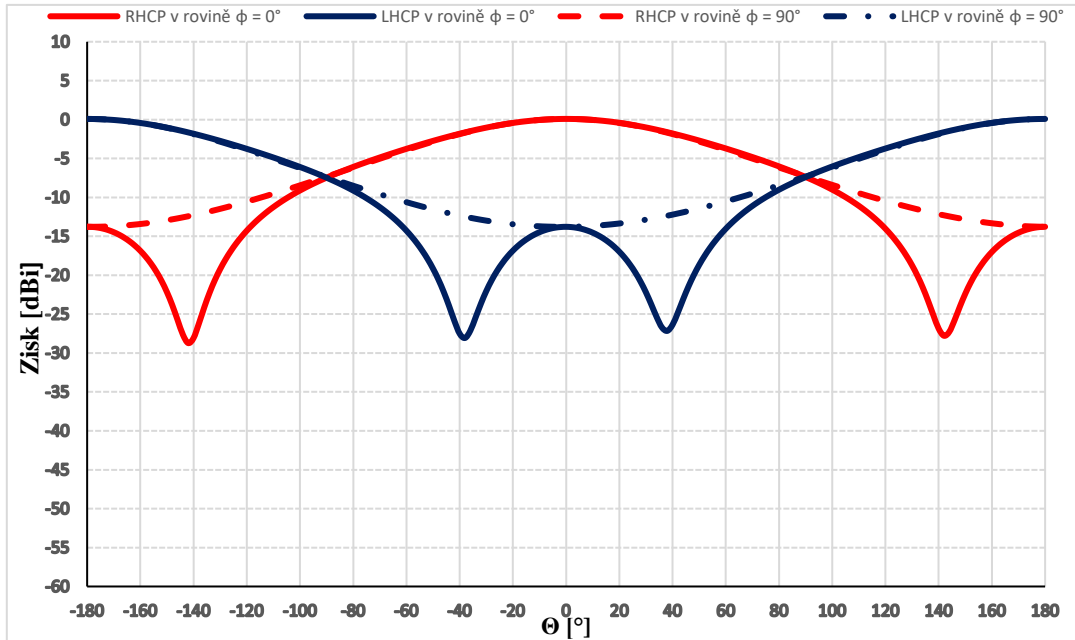
$Im(Z)$

imaginární složka impedance

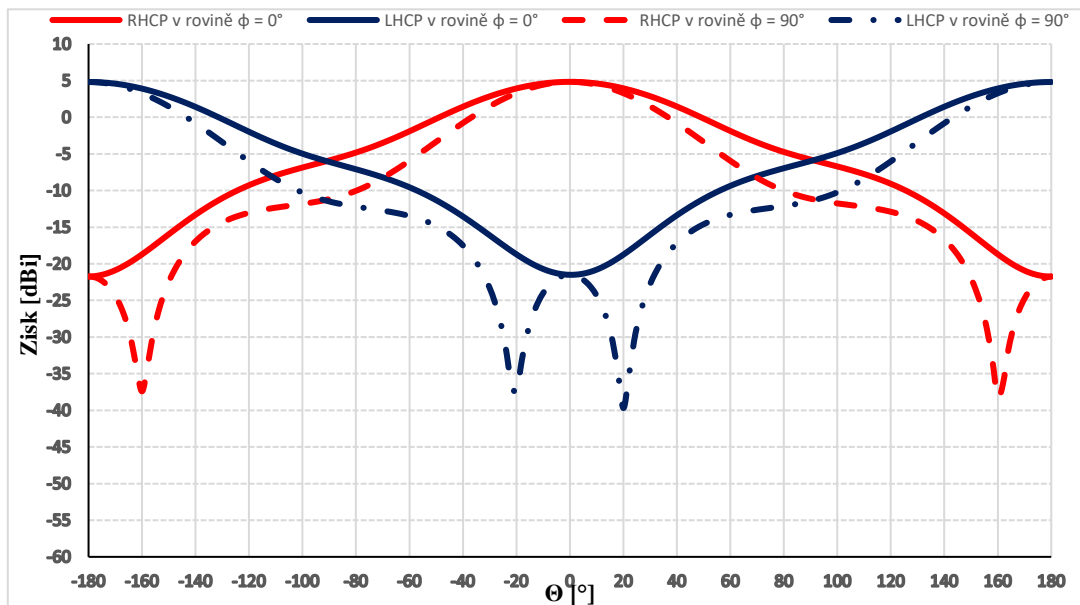
(Ω)

SEZNAM PŘÍLOH

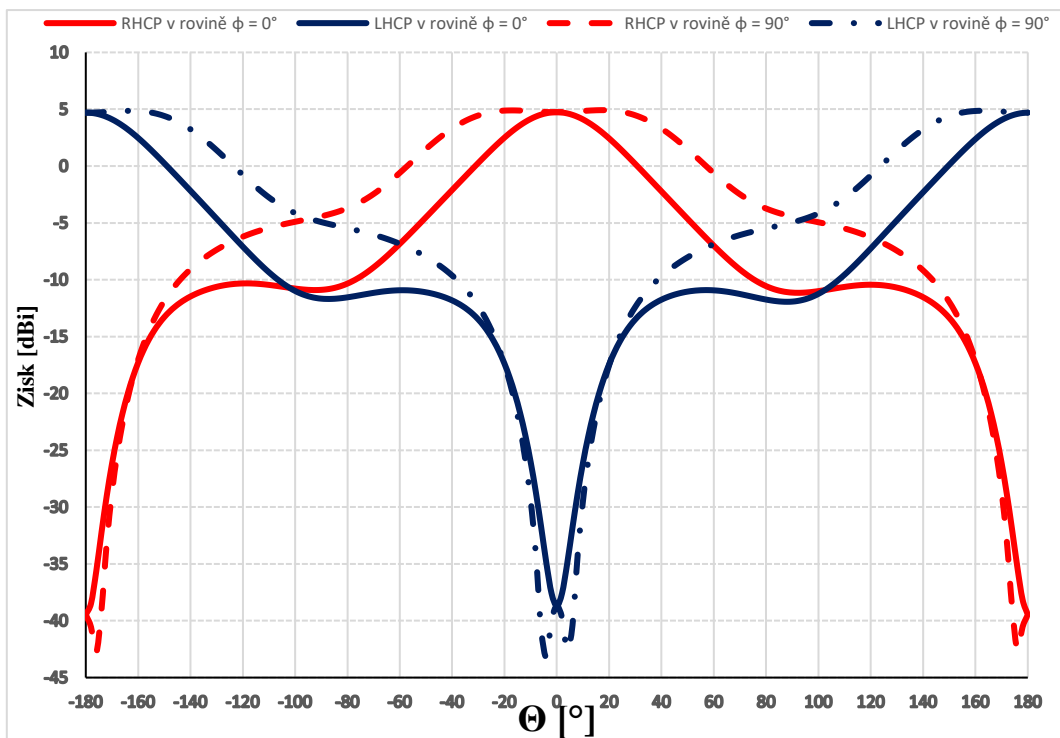
A.1 Vyzařovací diagramy pro třetí model zářiče



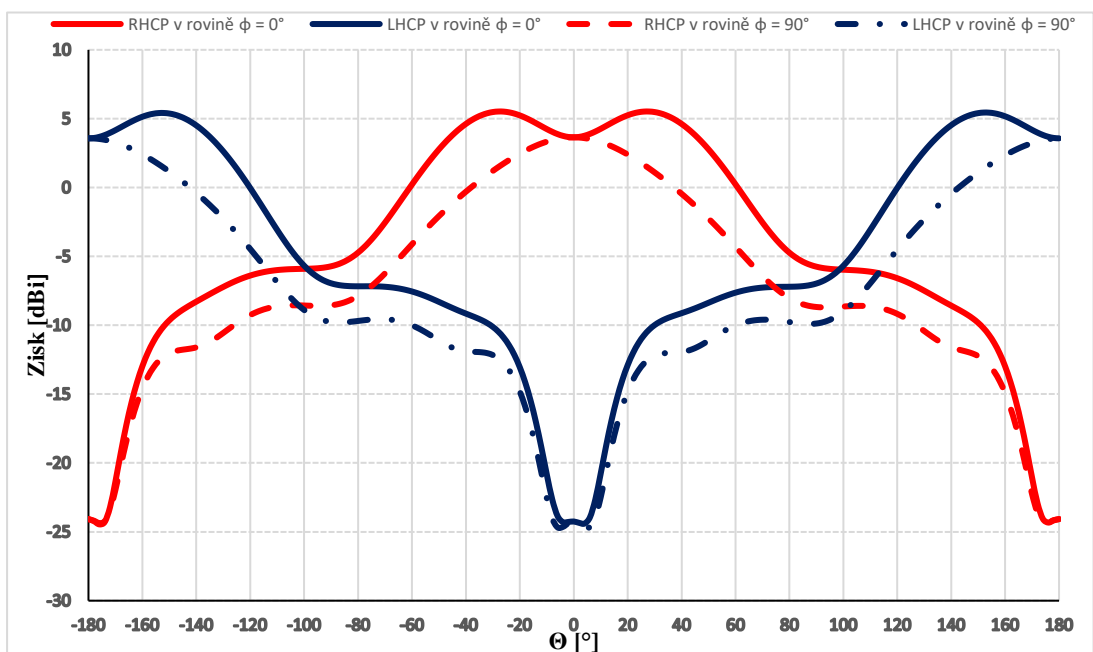
Obr. 6.1 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz



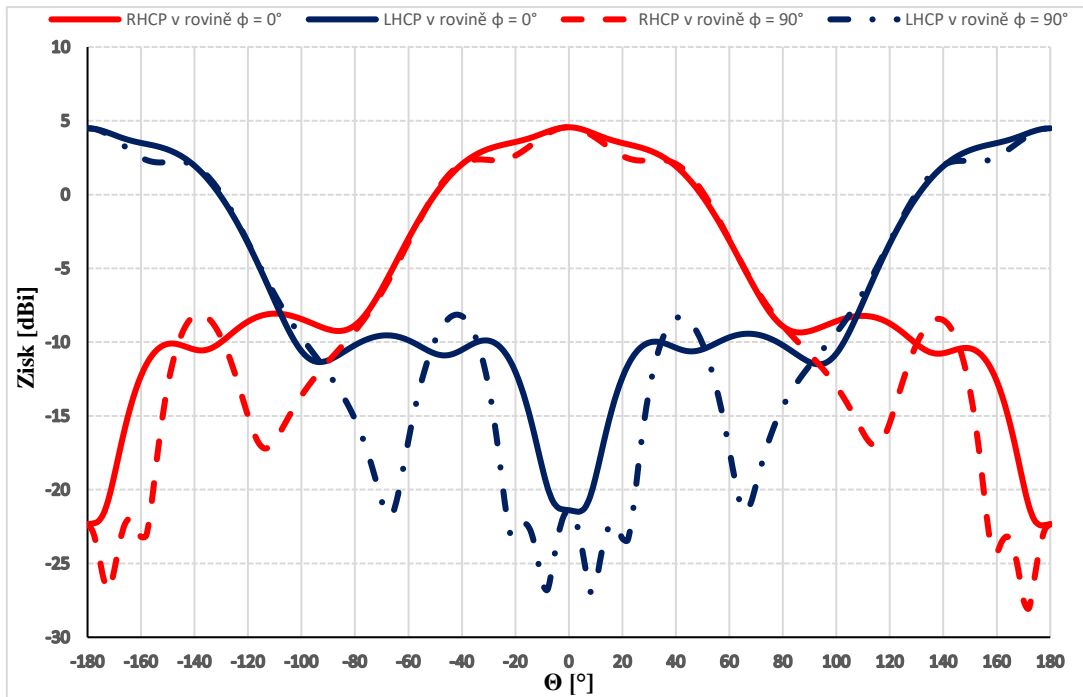
Obr. 6.2 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 2 GHz



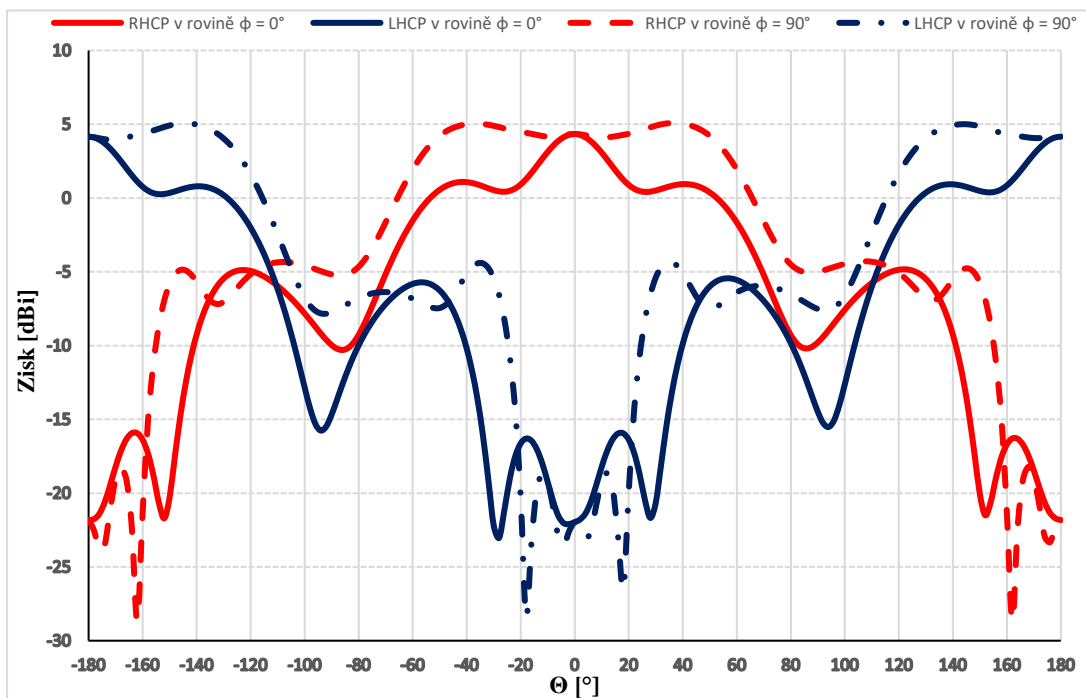
Obr. 6.3 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 3 GHz



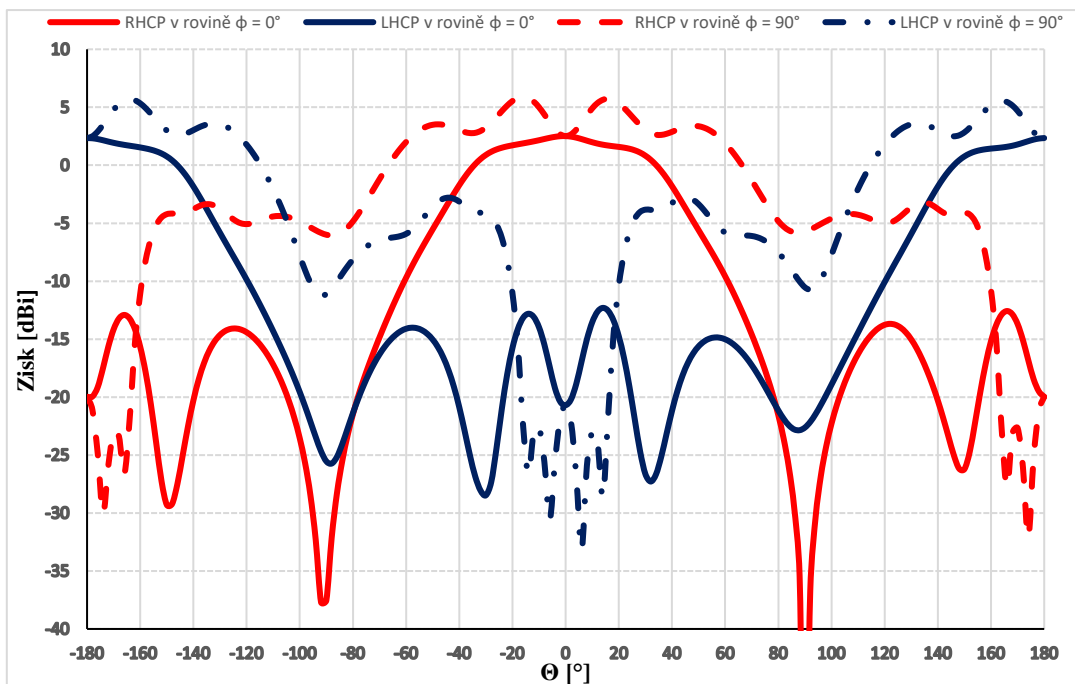
Obr. 6.4 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz



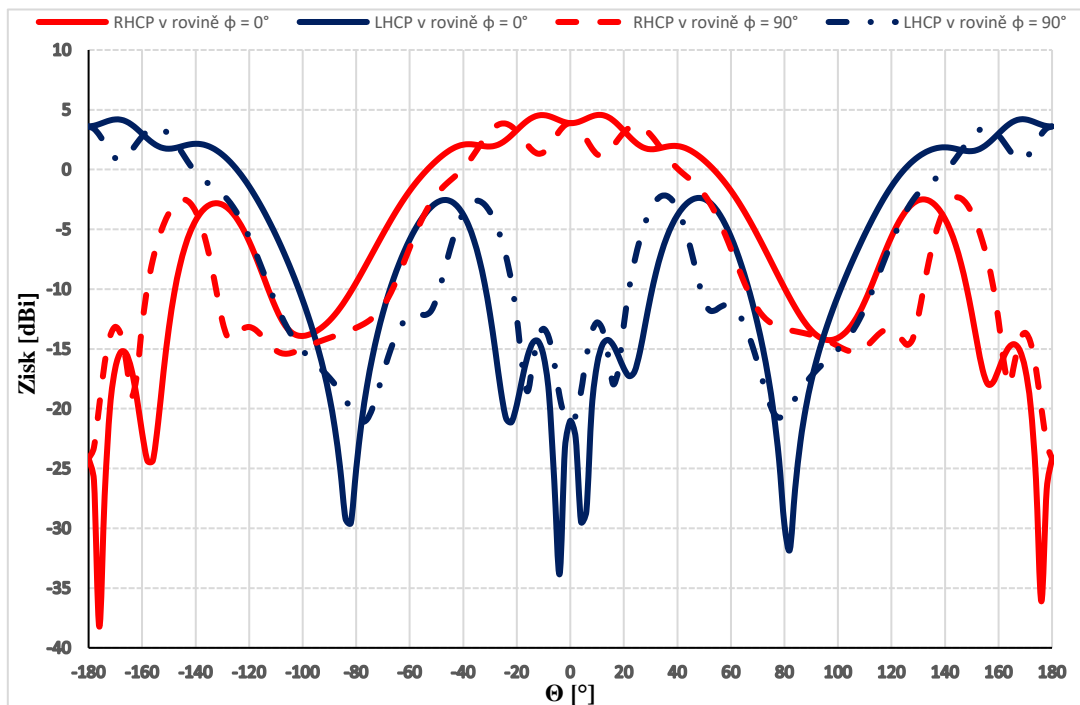
Obr. 6.5 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 5 GHz



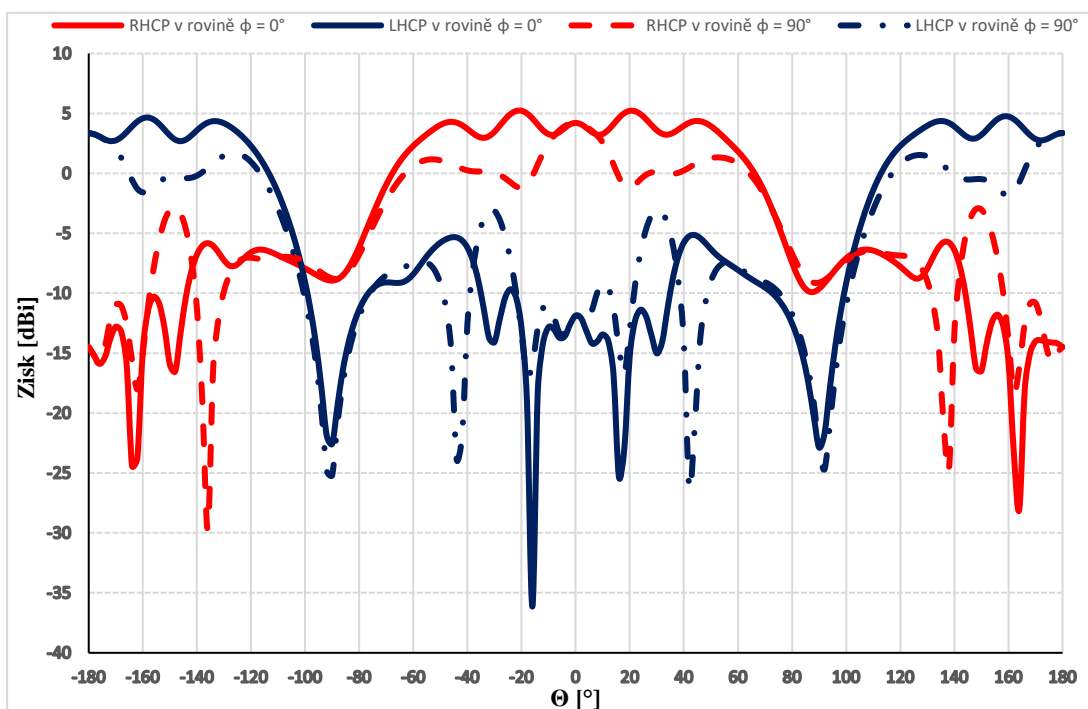
Obr. 6.6 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 6 GHz



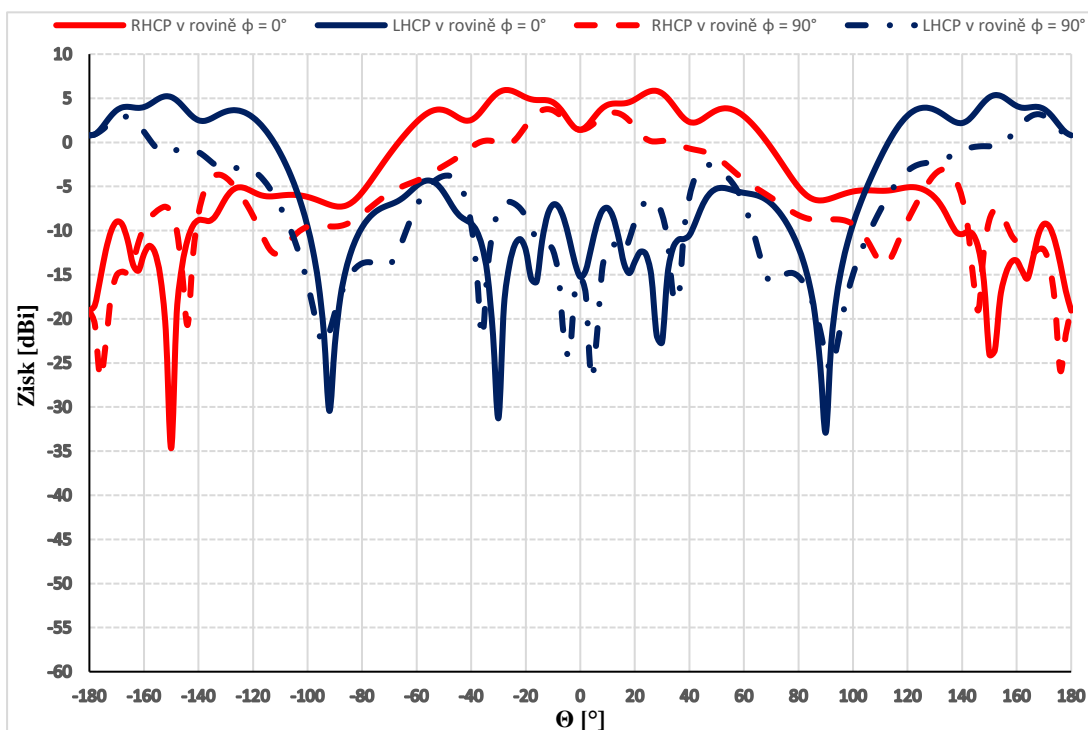
Obr. 6.7 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz



Obr. 6.8 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 8 GHz

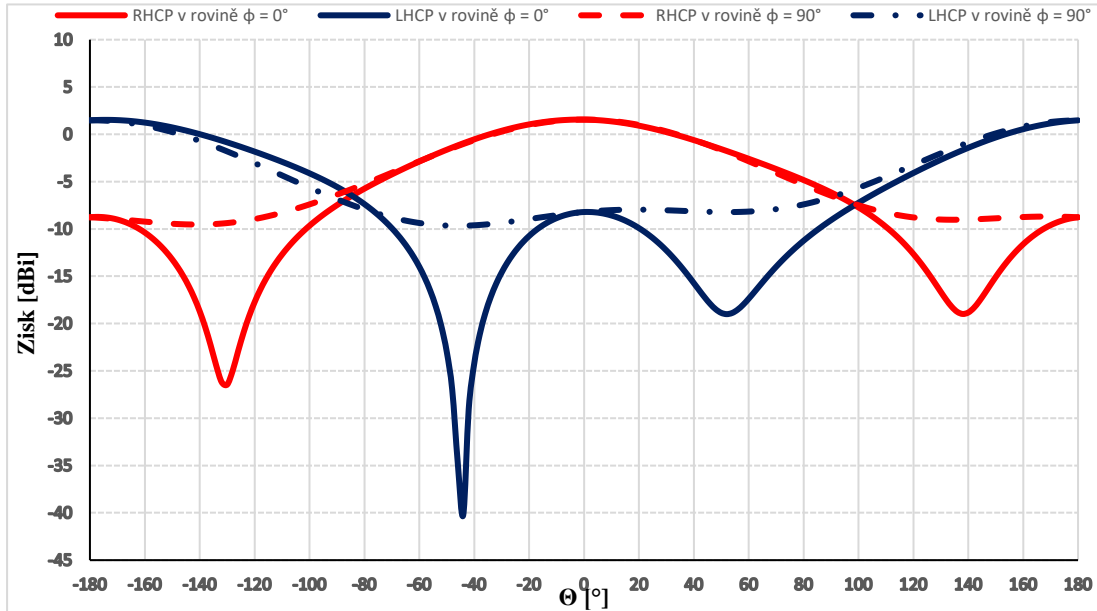


Obr. 6.9 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 9 GHz

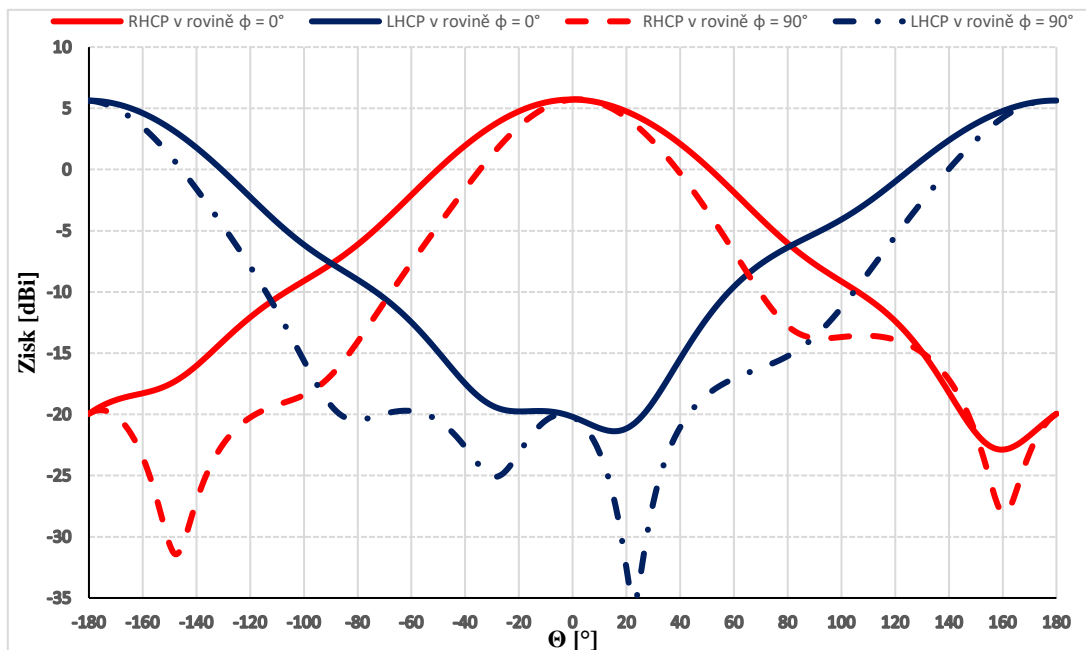


Obr. 6.10 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz

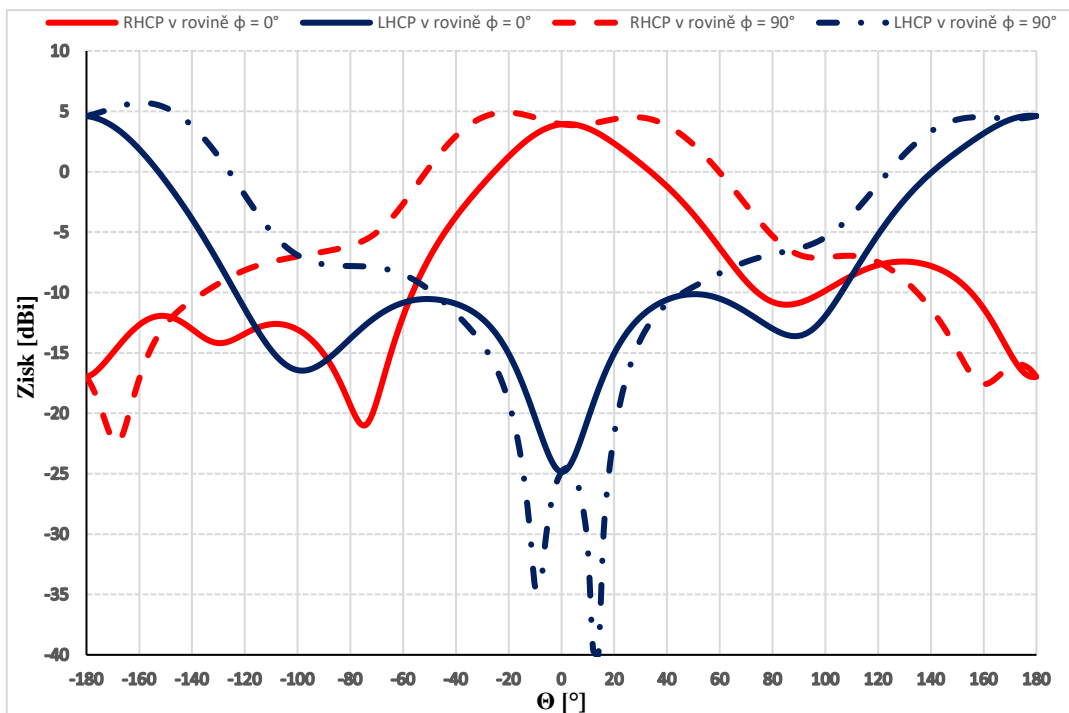
A.2 Vyzařovací diagramy pro zářič s balunem



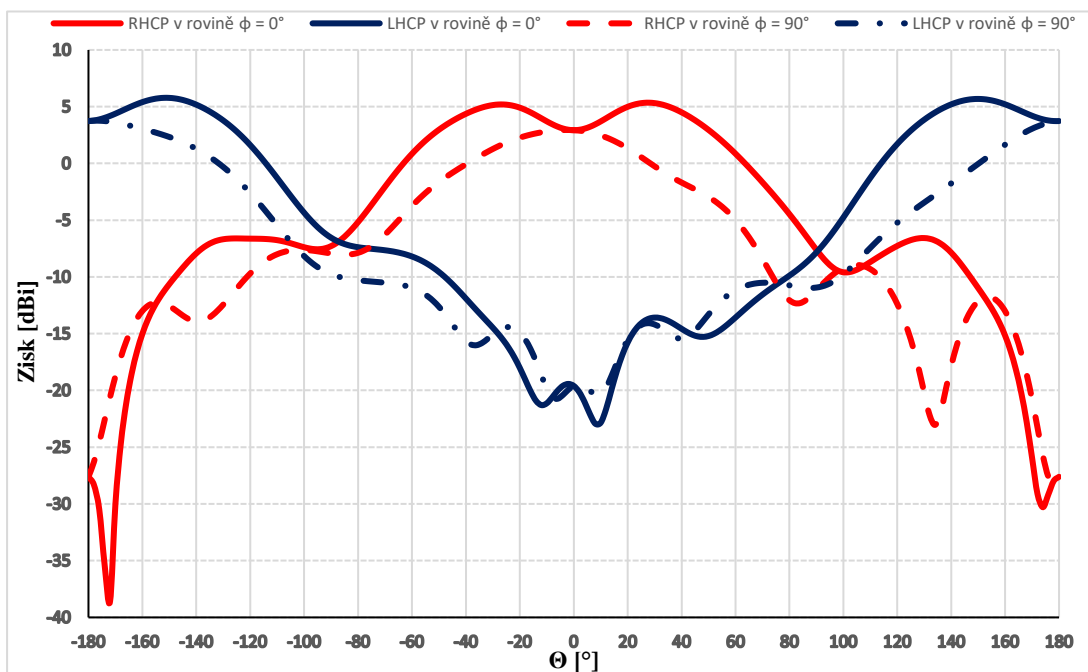
Obr. 6.11 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 1 GHz



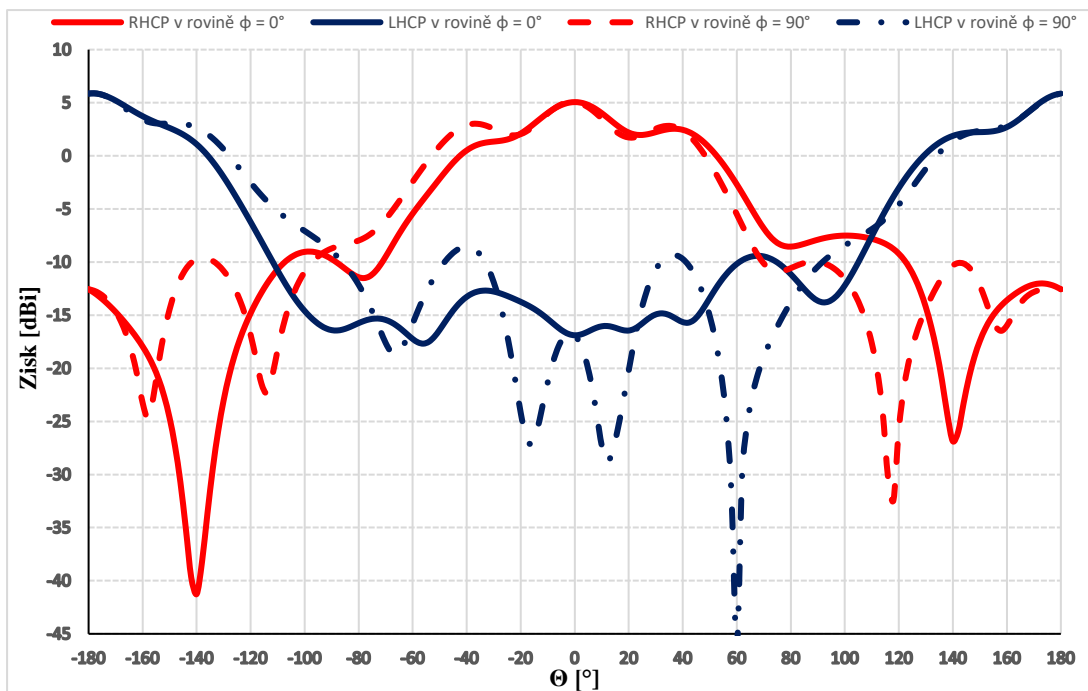
Obr. 6.12 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\phi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\phi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 2 GHz



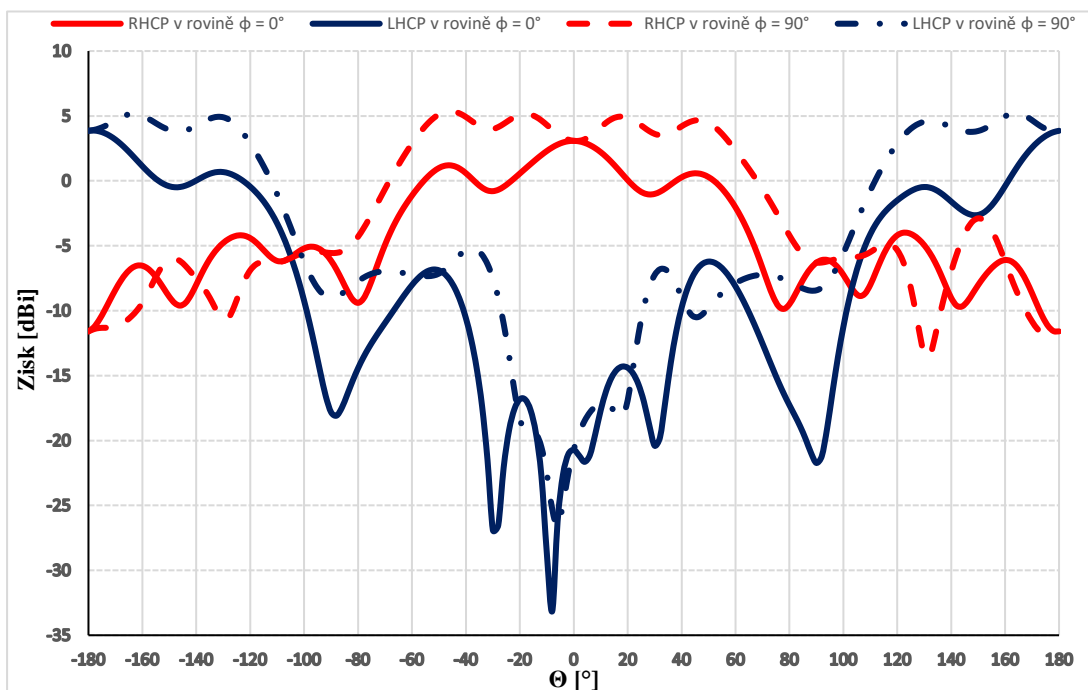
Obr. 6.13 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 3 GHz



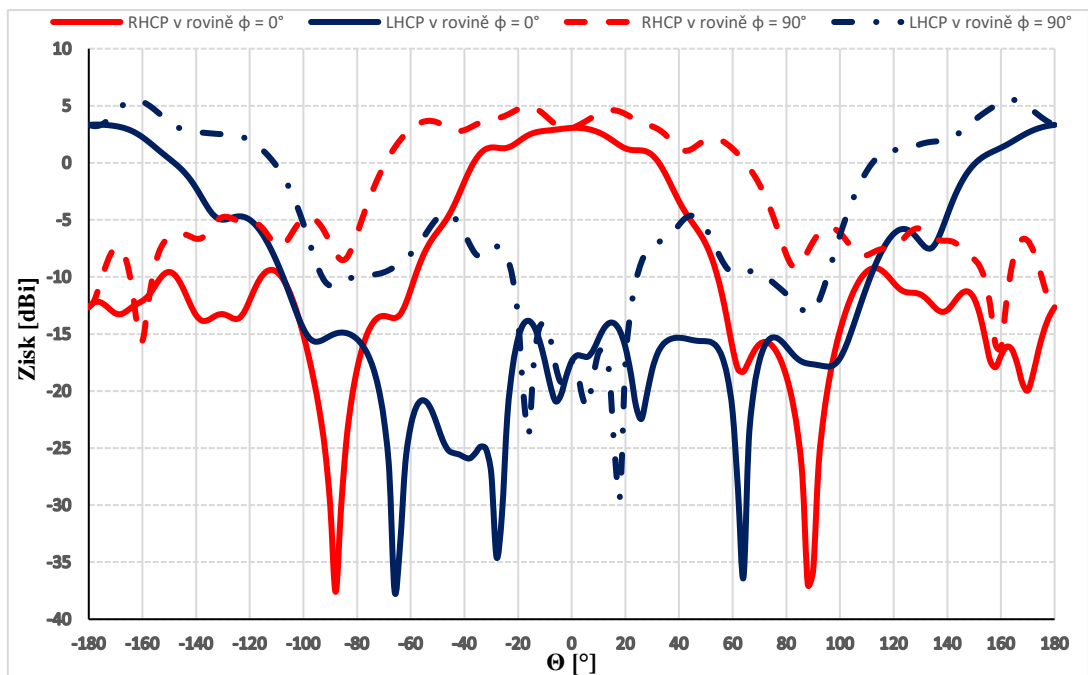
Obr. 6.14 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 4 GHz



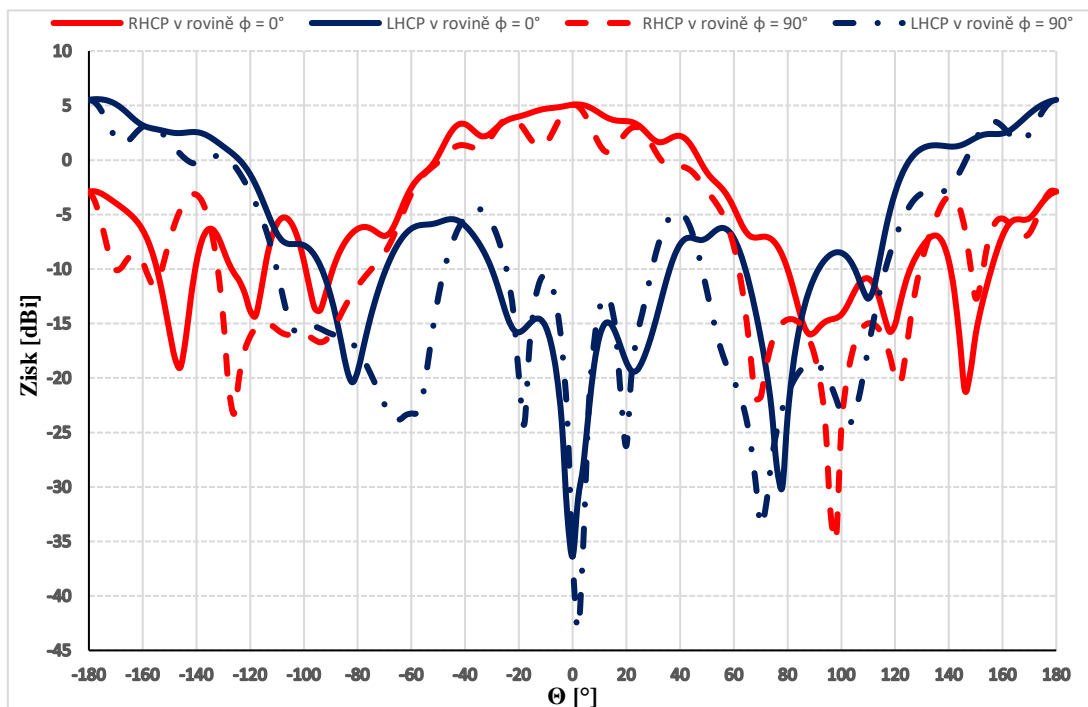
Obr. 6.15 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 5 GHz



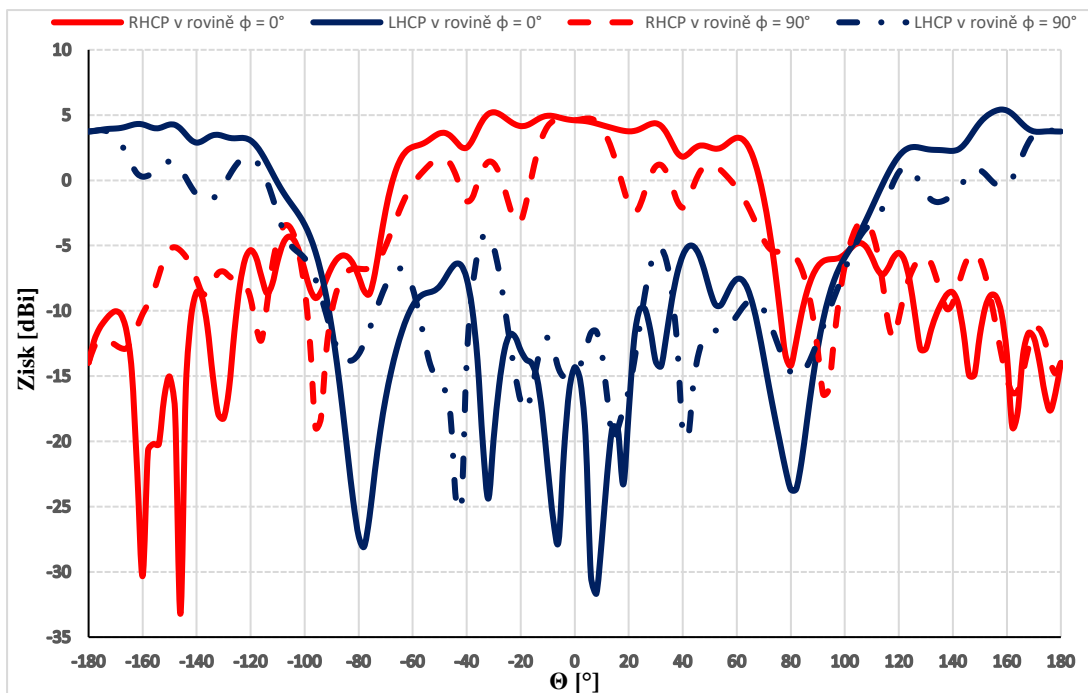
Obr. 6.16 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 6 GHz



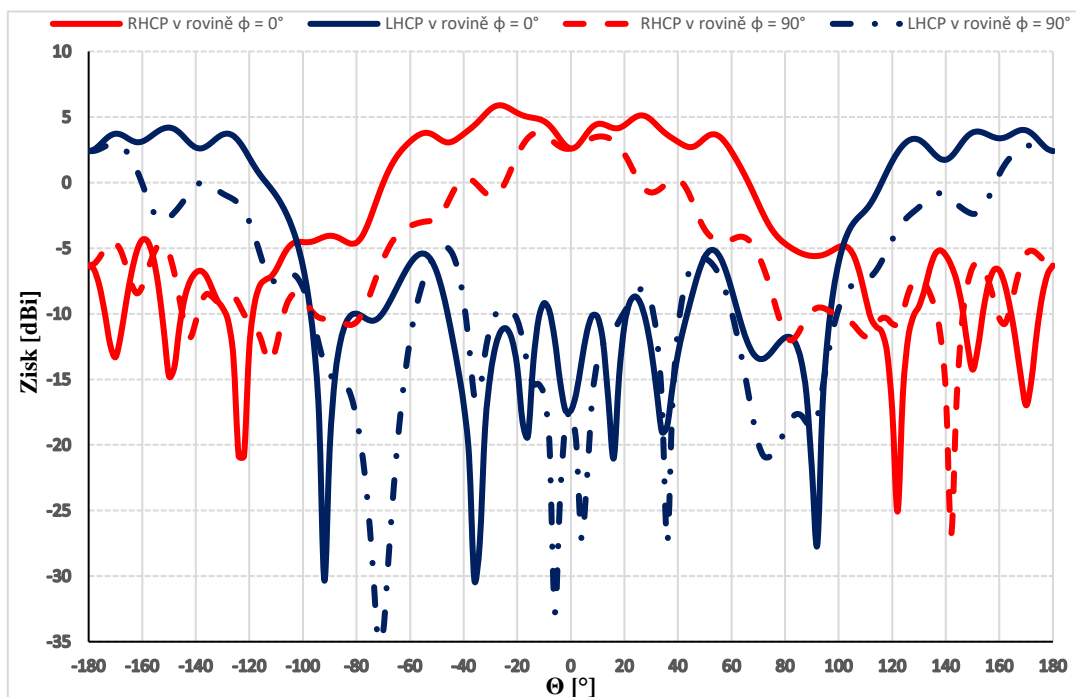
Obr. 6.17 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 7 GHz



Obr. 6.18 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 8 GHz



Obr. 6.19 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 9 GHz



Obr. 6.20 Vyzařovací diagram v horizontální rovině $\varphi = 0^\circ$ a vertikální rovině $\varphi = 90^\circ$ pro RHCP a LHCP na frekvenci 10 GHz

