

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**

KATEDRA APLIKOVANÉ ELEKTRONIKY A TELEKOMUNIKACÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE

**Anténní systém pozemního segmentu bez pohyblivých
mechanických částí**

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2018/2019

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Tomáš SMAHA**
Osobní číslo: **E17N0050P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**
Název tématu: **Anténní systém pozemního segmentu bez pohyblivých
mechanických částí**
Zadávací katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

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

Navrhněte anténní systém pro daný pozemní segment tak, aby nebyl závislý na mechanické konfigurovatelnosti.

1. Seznamte se s principy syntézy anténních řad a vyberte parametry podstatné pro jejich návrh s ohledem na využití v pozemním segmentu pro CubeSat.
2. Navrhněte koncepci anténního systému tak, aby pokryla požadavky výkonové bilance a azimutu/elevace během přeletu družice za poskytnutí volitelné polarizace.
3. Ověřte platnost předpokladů z koncepce s využitím vlnového simulátoru elektromagnetického pole.
4. Doporučte a specifikujte podobu včlenění navržené anténní řady do systému pozemního segmentu.

Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**

Rozsah kvalifikační práce: **40 - 60 stran**

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. Mailloux, R., J.: **Phased array antenna handbook**. Artech house, Norwood, 2005.
2. Hansen, R., C.: **Phased array antennas**. Wiley, New York, 2001.
3. Balanis, C., A.: **Antenna Theory. Analysis and design**. 3rd ed. Wiley, Hoboken, 2007.

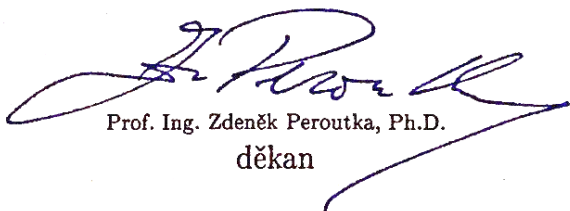
Vedoucí diplomové práce:

Ing. Jan Mráz, Ph.D.


Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

Datum zadání diplomové práce: **5. října 2018**

Termín odevzdání diplomové práce: **30. května 2019**


Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan




Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

Abstrakt

Předkládaná diplomová práce popisuje základní požadavky, návrh a výrobu fázovaných anténních řad bez pohyblivých mechanických částí, jež jsou často integrovány v pozemních anténních stanicích ke komunikaci s pikosatelity třídy CubeSat.

Navržená anténa bude použita ke komunikaci s pikosatelitem VZLUSAT-I (respektive s pikosatelitem PilsenCube-II), pracujícím ve volném radioamatérském frekvenčním pásmu 435 MHz a umístěna blízko polární oblasti, kvůli vyššímu počtu použitelných radiových kontaktů na polárních LEO drahách (elevační úhel od 10 °). Kvůli požadavkům na volbu polarizace a elevačního úhlu, požadavkům na vyzářený výkon a mechanickým požadavkům (v arktických podmínkách jsou použitelné pouze mechanicky nepohyblivé struktury) byla vybrána mikropásková fázovaná anténní řada jako nejlevnější řešení z hlediska návrhu i výroby.

Výše zmíněná flíčková anténní řada byla navržena, simulována v CST Microwave Studio 2017 a výsledky byly vyhodnoceny. Veškeré požadavky byly v simulacích splněny (funkční fázovaná anténní řada s možností nastavení polarizace, elevačního úhlu od 10 ° a azimutu až do 360 °; dostatečný zisk anténní řady k pokrytí energetické bilance radiového spoje; relativně nízkonákladové řešení), a tudíž byla anténní řada následně vyrobena. Jako substrát byl zvolen materiál s vhodnou permitivitou a ztrátovým činitelem. Fáze je řízena analogovými fázovými posouvači založenými na principu PIN diod.

Navíc bylo také uskutečněno měření vyrobené mikropáskové anténní řady k potvrzení všech odsimulovaných a vypočtených údajů.

Klíčová slova

Radiokomunikační subsystém pikosatelitu, volba azimutu a elevace, volba libovolné polarizace, energetická bilance rádiového spoje, flíčková anténa, fázovaná anténní řada, fázový posuv, CST Microwave Studio.

Abstract

This master thesis describes general conditions, design and production of phased antenna arrays without movable mechanical parts which are often used for ground antenna stations to communicate with CubeSat class picosatellites.

The designed antenna will be used for communication with the picosatellite VZLUSAT-I (respectively PilsenCube-II), working in free radio-amateur band 435 MHz and placed close to polar region, due to higher number of usable radio contacts at polar LEOs (the elevation angle from 10°). Because of the polarization and elevation angle requirements, radiated power and mechanical requirements (non-movable mechanical parts are suitable in Arctic conditions), the micropatch phased array antenna was chosen as the cheapest possible technology for design and production.

The above mentioned micropatch antenna array was designed, simulated in CST Microwave Studio 2017 and results were evaluated. All requirements were fulfilled during simulations (functional phased antenna array with possibility of setting polarization, elevation angle from 10° and azimuth angle up to 360° ; sufficient antenna array gain to cover the energy balance of radio link; relatively low-cost solution) and therefore the antenna array was produced. As a substrate was chosen material with suitable permittivity and loss factor. Phase is driven by analogue phase shifters based on PIN diodes.

In addition, the measurement of this micropatch phased antenna array was realized to confirm all simulated and calculated data.

Key words

Radiocommunication subsystem of picosatellite, azimuth and elevation option, arbitrary polarization option, energy balance of radio link, patch antenna, phased antenna array, phase shift, CST Microwave Studio.

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně, s použitím odborné literatury a pramenů uvedených v seznamu, který je součástí této diplomové práce.

Dále prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

.....

podpis

V Plzni dne 23.5.2019

Bc. Tomáš Smaha

Poděkování

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu diplomové práce Ing. Janu Mrázovi, Ph.D. za jeho čas, ochotu, cenné rady, připomínky a profesionální vedení práce.

Dále bych rád poděkoval vedení a kolegům ze společnosti Rohde & Schwarz Vimperk za finanční i technickou podporu vedoucí k úspěšné realizaci funkčního vzorku fázované anténní řady.

Za bezplatné zaslání vzorku substrátu patří velký dík společnosti Rogers Corporation. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat také Ing. Jiřímu Čengerymu, Ph.D. a doc. Ing. Františku Steinerovi, Ph.D. za zajištění technického zázemí při osazování a aplikaci ochranného laku součástek.

Tato práce vznikla za podpory Studentského grantového systému České republiky v rámci řešení projektu SGS-2018-001: Anténní systém pozemního segmentu bez pohyblivých mechanických částí.

Obsah

OBSAH	10
ÚVOD	11
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	12
1 PIKOSATELITY TŘÍDY CUBESAT	13
1.1 VZLUSAT-1	13
1.1.1 Radiokomunikační subsystém VZLUSAT-1.....	14
1.2 PILSEN CUBE-II	16
1.2.1 Radiokomunikační subsystém PilsenCube-II.....	16
2 PODMÍNKY KOMUNIKACE S PIKOSATELITY	18
2.1 ČETNOST PŘELETŮ A UMÍSTĚNÍ POZEMNÍ STANICE	18
2.1.1 <i>Gpredict</i>	19
2.2 VOLBA AZIMUTU/ELEVACE A LIBOVOLNÉ POLARIZACE	20
2.3 ENERGETICKÁ BILANCE RÁDIOVÉHO SPOJE	21
2.3.1 <i>Požadavek na SNR</i>	22
2.3.2 <i>Výpočet SNR před demodulátorem radiopřijímače</i>	23
3 REŠERŠE POUŽÍVANÝCH ZÁŘIČŮ	27
3.1 FLÍČKOVÁ ANTÉNA	29
3.1.1 <i>Anténní řada</i>	31
3.1.2 <i>Rozměry flíčkových antén</i>	31
3.1.3 <i>Polarizace vyzářování</i>	36
3.1.4 <i>Volba azimutu/elevace</i>	36
4 NÁVRH PLANÁRNÍ ANTÉNNÍ ŘADY	37
4.1 VÝBĚR TOPOLOGIE.....	38
4.2 VÝBĚR MATERIÁLU	39
4.2.1 <i>Rogers RO4360G2™</i>	44
4.3 FÁZOVÝ POSUV	45
4.3.1 <i>Numerický výpočet</i>	46
4.3.2 <i>Fázové posouvače</i>	52
4.4 IMPEDANČNÍ PŘÍZPŮSOBNÍ.....	56
4.5 REALIZACE FUNKČNÍHO VZORKU	60
4.5.1 <i>Nastavení CST Microwave Studio</i>	60
4.5.2 <i>Konečná topologie v simulačním SW prostředí</i>	64
4.5.3 <i>Realizace fázování anténní řady</i>	67
4.5.4 <i>Řešení impedančního přizpůsobení</i>	73
4.5.5 <i>Výsledky simulací</i>	74
4.5.6 <i>Výroba</i>	81
5 MĚŘENÍ	85
5.1 PŘÍPRAVA MĚŘICÍCH PROSTŘEDKŮ	85
5.2 PODMÍNKY MĚŘENÍ	88
5.3 VÝSLEDKY MĚŘENÍ	90
5.3.1 <i>Měření S_{22} parametrů</i>	90
5.3.2 <i>Měření směrových charakteristik</i>	92
5.3.3 <i>Měření polarizace</i>	96
5.3.4 <i>Měření zisku</i>	98
ZÁVĚR	99
SEZNAM LITERATURY A INFORMAČNÍCH ZDROJŮ	101
PŘÍLOHY	1

Úvod

Pikosatelity třídy CubeSat jsou v dnešní době široce využívány jak soukromými organizacemi, tak akademickými instituty k experimentálním měřením a pokusům s využitím téměř všech moderních technologických postupů pro elektroniku. Jednou z nezbytných částí celého systému se tak stává také systém pozemních stanic, obsahující mimo jiné komunikační anténu s příslušnou řídicí elektronikou. Díky umístění oněch satelitů na nízkých oběžných drahách je proto třeba řešit vhodné směrové vlastnosti přijímacích/vysílacích antén.

Řešením je v obvyklých situacích anténa s mechanickým natáčením. Taková technologie se však stává nepoužitelnou v polárních oblastech, kde by díky klimatickým podmínkám bylo mechanické natáčení velice náchylné a složitě realizovatelné. Na řadu tedy přichází elektricky fázované anténní řady. Tato práce tak popisuje výběr vhodné technologie, postup návrhu a realizaci takové anténní řady včetně návrhu implementace do pozemního anténního segmentu.

Seznam symbolů a zkratk

FSK.....	Frequency Shift Keying
PSK.....	Phase Shift Keying
MSK	Minimum Shift Keying
IOD	In Orbit Demonstration
RDS	Radio Data System
VKV	Velmi Krátké Vlny
FM	Frekvenční Modulace
VZLÚ	Výzkumný a Zkušební Letecký Ústav
CSP.....	CubeSat Space Protocol
SDR	Softwarově definované rádio
NORAD.....	North American Aerospace Defense Command
LEO	Low Earth Orbit
MEMS	Micro ElectroMechanical Systems
SNR	Signal to Noise Ratio
CNR.....	Carrier to Noise Ratio
$\frac{E_b}{N_0}$	Bit Energy to Noise ratio
BER	Bit Error Rate
LNA.....	Low Noise Amplifier
DPS.....	Deska Plošných Spojů
AF.....	Array Factor
CST.....	Computer Simulation Technology
EMC	Electro Magnetic Compatibility
EMI.....	Electro Magnetic Interference
EDA.....	Electronic Design Automation
TLM.....	Transmission Line Matrix
WCS	Working Coordinate Systems
USB	Universal Serial Bus
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
ABS	AkrylonitrilButadienStyren
Dk	Dielectric Constant
VSWR.....	Voltage Standing Wave Ratio
TRP.....	Totally Radiated Power

1 Pikosatelity třídy CubeSat

Pikosatelity třídy CubeSat jsou miniaturní satelity omezené svými rozměry a hmotností. V přepravním stavu by rozměry jednoho „stavebního bloku“ neměly překračovat 113x100x100 mm a hmotnost by neměla být větší než 1,33 kg. Už jediný stavební blok lze považovat za pikosatelit, možné je ovšem také spojení několika stavebních bloků k sobě, čímž vznikají tzv. „U tvary“ (např. 1U, 2U, 3U či 6U).

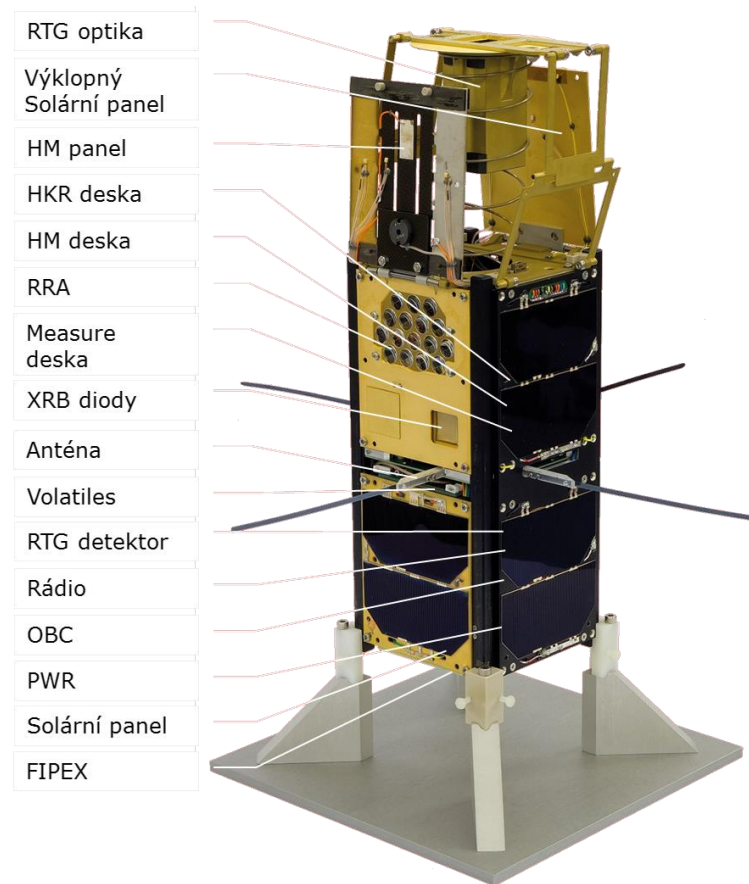
Díky své dostupnosti si pikosatelity třídy CubeSat získaly velkou oblibu u řady univerzit a soukromých společností k realizaci experimentálních měření a pokusů. [1]

1.1 VZLUSAT-1

VZLUSAT-1 je název prvního českého pikosatelitu třídy CubeSat určeného pro testování nových přístrojů a technologií. Družice byla vynesena z Indie dne 23.6.2017 v rámci mezinárodní mise QB50 (společně s dalšími 30 družicemi) na nízkou oběžnou dráhu do výšky kolem 505 km. Rozměry družice jsou velikosti 2U (10x10x20 cm).

Úkolem VZLUSAT-1 je ověřit řadu technologických experimentů na oběžné dráze (tzv. IOD – In Orbit Demonstration) pro průmyslové partnery projektu. Předmětem výzkumu je kompozitní materiál odolný vůči radiaci se zvýšenou tepelnou vodivostí, solární panel a pole dutých koutových odražečů na kompozitním podkladu, senzory vnějšího prostředí, ale také vývoj a výroba mechanismu výklopných panelů a měřicí elektronika přímo pro pikosatelit samotný.

Tento pikosatelit byl vyvinut za spolupráce Výzkumného a zkušebního leteckého ústavu (VZLÚ), komerčních firem, ale i univerzit. Jednou z nich byla také Západočeská univerzita v Plzni, kde tým Katedry aplikované elektroniky a telekomunikací z Oddělení telekomunikační a multimediální techniky využil dosavadních znalostí z projektu CubeSat pikosatelitu s názvem PilsenCube-I. Součástí kompletního technického řešení takového pikosatelitu pak je či může být celá řada nezbytných systémů. Je nutno uvažovat např. návrh a realizaci solárních napájecích článků a odběr energie z nich, stabilizační subsystém, řídicí subsystém či radiokomunikační subsystém. [2] [3]



Obr. 1.1 - Schéma základních komponentů pikosatelitu VZLUSAT-1 [2]

1.1.1 Radiokomunikační subsystém VZLUSAT-1

Jelikož se tato diplomová práce zabývá anténním systémem pozemního segmentu, bude se následující kapitola zabývat výhradně radiokomunikačním subsystémem pikosatelitu VZLUSAT-1 k objasnění některých skutečností.

Anténní subsystém se skládá ze čtvrtvlnného monopólu se směrovostí 2,15 dBi na rezonančním kmitočtu 437,24 MHz (volné radioamatérské pásmo 435 MHz). Tento monopól byl při vypuštění družice rozvinut vlastní pružností po přepálení tavné pojistky a díky rotaci pikosatelitu vysílá s *kruhovou polarizací*.

Pozemní komunikační a řídicí stanice pak sestává ze dvou křížových YAGI antén (FO-29) umístěných na rotátoru. Takové řešení zajišťuje přesné sledování měnící se polohy pikosatelitu během přeletu. Tato stanice je umístěna na střeše budovy Elektrotechnické fakulty Západočeské univerzity a je plně pod správou Oddělení telekomunikační a multimediální techniky z Katedry aplikované elektroniky a telekomunikací. Součástí pozemní stanice je také PC se softwarem pro výpočet polohy satelitu z Kepleriánských

elementů a známého času. Software slouží rovněž ke kompenzaci Dopplerova posunu kmitočtu a automaticky doladuje radiostanici. Lokace pozemního segmentu však poskytuje komunikaci s pikosatelitem zhruba pouze 4x denně, a to vždy jen na pár minut. Nejdelší kontakty bývají až 16 min. - dle výšky orbity pikosatelitu. Pozemní segment je možno obsluhovat i spravovat přes vzdálené síťové připojení. Rovněž může širší odborná veřejnost využít webových stránek k zobrazení přehledu nejdůležitějších provozních informací družice.

Samotný pikosatelit je vybaven radiomajákem a tzv. konvenčním rádiem, *pracujícím na kmitočtu 437,24 MHz*. Radiomaják je nejjednodušší případ radiostanice. Jedná se o vysílač, který díky Morseově kódu (pomocí FM modulace na slyšitelném kmitočtu 600 Hz) neustále opakovaně vysílá identifikační údaje pikosatelitu a základní údaje o funkčnosti jeho subsystémů jako je napětí akumulátoru, celkový počet přijatých a odeslaných datových paketů, teplota komunikačního procesoru a teplota koncového zesilovače, úroveň přijatého signálu apod. Radiomaják vysílá s velmi nízkým výkonem (50 mW - 100 mW) každých 60 s tak, aby příliš nezatěžoval napájecí subsystém a co nejméně vybíjel akumulátory. Radiomajáky jsou rovněž oblíbené mezi radioamatéry kvůli jednoduchosti zachycení jejich signálu a jednoduchosti dekodování člověkem bez nutnosti použití počítače.

Tzv. konvenční rádio je o něco složitější radiostanice, která zajišťuje obousměrný datový přenos mezi samotným pikosatelitem a pozemním řídicím segmentem. V případě pikosatelitu VZLUSAT-1 je využíváno dvoustavové frekvenční klíčování *2-FSK* s modulační rychlostí 4800 Bd a tím pádem přenosovou rychlostí *4,8 kBit/s*. Použité konvenční rádio ale umožňuje i volbu jiné modulace s maximální přenosovou rychlostí *9,6 kBit/s*. Vysílací výkon může být až 1 W. Data jsou ve formátu CSP paketů (CubeSat space protocol) a je možno je dekodovat např. pomocí originálního Gomspace TNC zařízení a CSP softwaru. [2] [3]

1.2 PilsenCube-II

PilsenCube-II je název unikátního projektu studentského pikosatelitu třídy CubeSat, na jehož vývoji se za spolupráce středních škol největší měrou podílí Západočeská univerzita v Plzni. Projekt vznikl současně za podpory města Plzně a jeho účelem je nasměrovat mladé lidi k vesmírnému programu, kvůli čemuž v budoucnu vznikne také řada vesmírných kroužků pro plzeňské centrum robotiky. Pikosatelit měl být původně vypuštěn již v roce 2018.

První nápady experimentálních měření byly představeny týmy ze středních škol a následně proběhla výběrová řízení. Tým SPUT_NIK navrhl experiment pro zjištění orientace a rotace satelitu ve vesmíru s následným zanesením těchto dat do 3D modelu. Tým SATIRA-Radiation si dal za úkol měření vysokoenergetických částic (beta a gama záření ve vesmíru). S otestováním miniaturní kamery ve vesmírných podmínkách a pořízení snímků Země i oběžné dráhy přišel tým PILSCAM. Tým TEPLOMĚRKA si dal za úkol dálkové snímání teplot a jejich vyhodnocení, a nakonec tým iSOUEsense spolupracuje na návrhu a výrobě desky plošných spojů pro testování mikročipů ve vesmírném prostředí.

Stejně jako v případě pikosatelitu VZLUSAT-1 obsahuje kompletní technické řešení pikosatelitu PilsenCube-II celou řadu systémů a subsystémů, jejichž řešení může být velice podobné. Je třeba brát v úvahu celkové mechanické řešení, volbu vhodných akumulátorů, řešení rádiového komunikačního subsystému, řídicího subsystému, stabilizačního systému, solárních článků, odběru energie, vlastnosti rádiového spoje či kvalitu přijímaného signálu.

Jak již bylo řečeno, tato kvalifikační práce se zabývá anténním systémem pozemního segmentu ke komunikaci s pikosatelitem VZLUSAT-1, respektive s družicí PilsenCube-II. V následující podkapitole bude proto popsán radiokomunikační systém PilsenCube-II, který se, jak je možno posoudit, příliš neliší od radiokomunikačního systému družice VZLUSAT-1 popsaného v kapitole [1.1.1](#). [3] [4]

1.2.1 Radiokomunikační subsystém PilsenCube-II

Radiokomunikační subsystém tohoto pikosatelitu je jedním z výzkumných cílů celého projektu. Současně používaná rádia mají totiž nízké přenosové rychlosti, které jsou vzhledem k velkému objemu dat nedostatečné. Cílem je realizace komunikačního

subsystému tak, aby byla vždy využívána maximální možná přenosová rychlost za aktuálních podmínek v rádiovém kanálu (průběžná adaptace datového přenosu). Tato adaptace je umožněna díky technologii SDR (softwarově definované rádio) v pikosatelitu a díky vyhodnocení kvality přenosového kanálu v pozemní stanici. Rovněž je kladen požadavek na zvýšení počtu použitelných rádiových kontaktů (viz kapitola [2.1](#)).

Radiokomunikační subsystém družice PilsenCube-II se bude skládat celkem ze tří radiostanic. Základní radiostanicí, stejně jako v případě pikosatelitu VZLUSAT-1, je radiomaják. Jeho účel i princip je shodný – předpokládána je ovšem větší vysílací perioda (5-30 s). Anténa bude tvořena rovněž čtvrtvlnným všesměrovým monopólem s pracovním kmitočtem $437,24 \text{ MHz}$ a směrovostí 2,15 dBi.

Druhým typem radiostanice bude rovněž tzv. konvenční rádio, *pracující na kmitočtu $437,24 \text{ MHz}$ (volné radioamatérské pásmo 435 MHz) s vysílacím výkonem až 1 W* . Anténní systém v této diplomové práci je pak navržen *právě pro výše zmíněnou komunikaci* na daném kmitočtu. V případě PilsenCube-II je však pro konvenční rádio počítáno také s komunikací na kmitočtu $2,4 \text{ GHz}$. Využívat se pak bude jedna z nezákladnějších modulací jako je BFSK, BPSK, MSK apod. kvůli jejich osvědčené robustnosti na dlouhých komunikačních vzdálenostech s vysokým útlumem volného prostředí. Při šířce pásma do 20 kHz je možno přenášet data s rychlostí až $9,6 \text{ kBit/s}$. Rádiové spojení v pásmu $2,4 \text{ GHz}$ ale nabízí možnost datových přenosů a povelů s rychlostí až $38,4 \text{ kBit/s}$, které by nebylo možno v pásmu 435 MHz realizovat kvůli malé šířce pásma komerčně nabízených radioamatérských přijímačů určených především pro hlasové přenosy.

Poslední komunikační radiostanice je tvořena experimentálním SDR (softwarově definovaným rádiem) pracujícím opět na kmitočtu $2,4 \text{ GHz}$. SDR má zajistit dostatečnou propustnost dat do řídicího střediska. Díky hardwarové implementaci FPGA a ARM technologie může zajistit realizaci složitějších modulací typu M-PSK, M-FSK či hybridních modulací. Rovněž je možno realizovat adaptivní řízení modulační či přenosové rychlosti v závislosti na aktuálních podmínkách rádiového spojení, u kterého může při současné lokaci pozemní stanice docházet ke změně poměru C/N až o nezanedbatelných 30 dB .

Pro komunikaci v pásmu 2,4 GHz bude pikosatelit vybaven dvojicí flíčkových antén, umístěných na protějších stranách pikosatelitu ke zlepšení všesměrových vlastností, a pozemní stanice v Plzni bude vybavena parabolickými směrovými anténami. [3]

2 Podmínky komunikace s pikosatelity

Jak již bylo zmíněno výše, tato diplomová práce má za úkol návrh a výrobu anténního systému *pro komunikaci s pikosatelitem PilsenCube-II (respektive VZLUSAT-I)* ve volném radioamatérském pásmu 435 MHz, konkrétně na *kmitočtu 437,24 MHz*. To však není zdaleka jediná podmínka návrhu a následující kapitolu se bude zabývat právě touto problematikou.

2.1 Četnost přeletů a umístění pozemní stanice

Poloha satelitu je počítána z tzv. Kepleriánských elementů, které jsou pravidelně aktualizovány organizací NORAD. Experimentálně může být poloha satelitu zjištěna také pomocí přijímače rozhlasového vysílání, a to díky systému RDS určenému k přenosu doplňkových informací v sítích VKV FM rádiových vysílačů. [3]

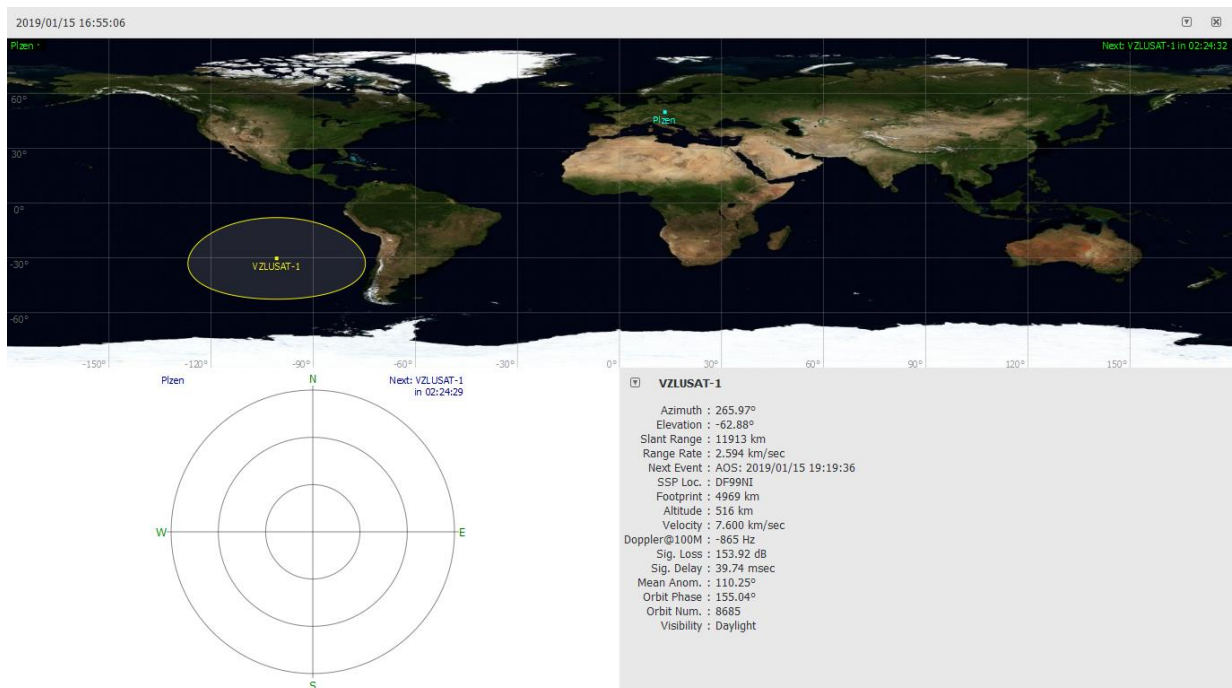
Problematikou současného umístění pozemní stanice je velice *omezený počet použitelných rádiových kontaktů* na nízkých oběžných drahách – tzv. LEO („Low Earth Orbit“). Pojmem „použitelných rádiových kontaktů“ jsou míněny takové přelety pikosatelitu, kdy *elevační úhel dosahuje alespoň 10 °* a více. Pod hranicí 10 ° je totiž kvůli přítomnosti obzoru rádiový spoj velice nestabilní. Navíc zde roli hraje také legislativa, která neumožňuje vysílání ve volném radioamatérském pásmu 435 MHz do 10 ° z důvodu možného elektromagnetického rušení pozemních objektů. Řešením je umístění pozemní stanice blíže k polárním oblastem, kde je díky zakřivení oběžných drah pikosatelitů četnost použitelných rádiových kontaktů výrazně vyšší. K ověření této skutečnosti bylo využito programu Gpredict (kapitola [2.1.1](#)).

Umístění do polárních lokalit s sebou však nese také vyšší požadavky na *mechanickou odolnost* umístěné antény. Zatímco v oblastech mírného pásu je možné využít anténního systému s mechanickým natáčením (stejně jako v případě FO-29 v Plzni), v oblastech polárních nikoliv. Ztížené klimatické podmínky by způsobily zamrznutí rotátoru, v nejhorším případě i jeho trvalé poškození. Řešením pak může být instalace speciálního mechanického krytu, který je však finančně velmi nákladný. Dalším řešením je využití

fázované anténní řady bez mechanických prvků právě jako je tomu v případě této diplomové práce. V takovém případě je směr vyzařování ovlivňován fázovým rozdílem (který je řízený elektrickým napětím) mezi jednotlivými prvky anténní řady. Touto problematikou se budou kromě dalších problémů věnovat některé následující kapitoly.

2.1.1 Gpredict

Gpredict je volně dostupný software umožňující sledování aktuálních informací o polohách (z výpočtu Kepleriánských elementů) velké řady satelitů obíhajících naši Zemi, a to včetně *pikosatelitů třídy CubeSat* (jako i pikosatelitu VZLUSAT-1). V prostředí je možnost nakonfigurování lokality vlastní pozemní stanice a následný výpis všech přeletů libovolně zvoleného satelitu nad danou lokací. Výpis přeletů zahrnuje čas „viditelnosti“ pikosatelitu z pozemní stanice, čas opuštění této pozorovací oblasti, dobu trvání přeletu, maximální elevační úhel (a odpovídající výšku satelitu vzhledem k Zemi) a také azimut vstupu a výstupu z této oblasti. Výpis je možno omezit pouze pro rádiové kontakty od elevačního úhlu 10° . Možností v tomto softwaru je mnoho, avšak pro účely této práce není třeba představovat více.



Obr. 2.1 - Ukázka softwaru Gpredict

Pro ověření navýšení počtu použitelných rádiových kontaktů při umístění pozemní stanice do polárních oblastí byly v programu vytvořeny dvě pozemní stanice. Jedna *skutečná* – umístěná na střeše budovy Fakulty elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni a druhá stanice, *smyšlená* – ve městě Oulu přibližně ve středu Finska. Pozemní stanice bylo v programu nutno definovat bezprostředně za pomoci zeměpisných souřadnic včetně nadmořské výšky. Z výpisu přeletů pak bylo možno sestavit týdenní statistiku použitelných rádiových kontaktů (kompletní tabulky výpisů přeletů je možno nalézt na konci práce v přílohách).

Tab. 2.1 - Týdenní statistika použitelných rádiových kontaktů

Lokalita	Počet přeletů
Plzeň, Česká republika	29
Oulu, Finsko	47

Jak je z výše uvedené tabulky možno vidět, počet použitelných rádiových kontaktů vzrostl pouhým umístěním pozemní stanice do polární lokality z 29 na 47 (tj. asi o 62 %). Sluší se však dodat, že se jedná o údaje platné pouze z jednoho týdne v říjnu roku 2018. Zvýšení počtu přeletů se dá ovšem pozorovat i kdykoliv jindy.

2.2 Volba azimutu/elevace a libovolné polarizace

Důvod volby elevačního úhlu byl již představen v předchozí kapitole [2.1](#). Pro shrnutí je vhodné uvést, že jeho velikost musí být vzhledem k poloze satelitu a pozemní stanice v rozmezí $10-90^\circ$. Požadavek na volbu azimutu je pak mnohem méně složitý. Z důvodu přeletů družice do/ze všech směrů je požadavek plnohodnotných 360° . Problém ovšem nastává při bližším pohledu na libovolný výběr polarizace.

Pikosatelit PilsenCube-II má být vybaven trojicí detektorů natočení (prostorové orientace) vůči Zemi/Slunci/poloze hvězd. Prvním detektorem je světelný detektor (sám o sobě sestávající z 3 dílčích detektorů pro ultrafialové, viditelné a infračervené světelné záření). Dalším detektorem je detektor rychlosti rotace pikosatelitu (možno řešit MEMS gyroskopy, magnetometry, optickými detektory či je možno rychlost rotace počítat na Zemi podle rádiových úniků). Posledním detekčním mechanismem je detektor změny prostorové orientace. Zde jsou použity cívky protékané proudem, který přirozeně vytváří magnetické pole, které je následně v součinnosti s magnetickým polem Země. Dle změny velikosti

tohoto celkového pole je možno vyhodnotit pohyb pikosatelitu daným směrem. Všechny tyto *detekční systémy jsou však velice náchylné* a nelze se na ně *plně spolehnout* po celou dobu životnosti pikosatelitu. [3]

Pokud totiž nastane situaci, kdy *detekční mechanismy pracují správně*, je vše v pořádku. Detektory správně určí polohu a rychlost rotace satelitu, přičemž je určeno, zda je vysíláno s levotočivou či pravotočivou kruhovou polarizací. V době přeletu pikosatelitu nad oblastí pokrytou pozemní stanicí je pak informace o této polarizaci předána pozemnímu segmentu, kde je polarizace přijímací antény uzpůsobena vysílání. V takovém případě *není datový přenos ideálně zatížen žádnými polarizačními ztrátami*.

Pokud ovšem *některý z detekčních systémů pracuje špatně, přestane pracovat úplně či chybí* (jako je tomu v případě družice VZLUSAT-1) a pozemní segment pracuje s kruhovou polarizací, může v tom nejhorším případě dojít ke stavu, kde pikosatelit vysílá např. s levotočivou polarizací a pozemní segment je nastaven na pravotočivou. V takové situaci *dojde ke 100% ztrátě* přijímaného signálu a žádný přenos se neuskuteční. Pokud tedy detekční systémy chybí nebo je zde podezření z jejich nefunkčnosti, je výhodnější datový přenos přizpůsobit následně. Satelit vlivem rotace přirozeně vysílá s *kruhovou polarizací* a anténní segment je nastaven na *polarizaci lineární*. V takovém případě je sice zavedena *3dB ztráta* do celkové energetické bilance, ovšem pokud je spoj navržen správně, datový přenos je i tak vždy zajištěn. Z tohoto důvodů je proto kladen *požadavek na libovolný výběr polarizace* u pozemního anténního segmentu.

2.3 Energetická bilance rádiového spoje

Výpočet energetické bilance navrhovaného rádiového spoje je jednou z fundamentálních záležitostí, bez níž nelze v dalších úvahách pokračovat. Zároveň je třeba zdůraznit, že *patříčná výkonová úroveň na vstupu přijímače nemusí vždy dostačovat*. Důležitý je vždy také vliv šumu, a tudíž výsledný poměr SNR (signal to noise ratio). Vysílací výkon, zisk vysílací antény, zisk a šumové příspěvky přijímače, další přídavné ztráty, ... To vše jsou proměnné, které jsou pevně stanoveny a *cílem je tedy návrh takové anténní struktury, která by svým ziskem splňovala výsledný požadavek*.

V obvyklých situacích vyplývá ze svého principu použití požadavek na poměr SNR (či CNR – carrier to noise ratio) před demodulátorem. Z vlastností demodulátoru samotného pak vyplývá požadavek na SNR (u analogových modulací) nebo požadavek na P_E (pravděpodobnost chyby po demodulaci – u digitálních modulací). Následně je nutno vypočítat výslednou úroveň signálu před demodulací, šumové teploty antény, šumové příspěvky celého řetězce a šumové teploty před demodulátorem, určit šumové šířky pásma, vypočítat vyplývající poměr SNR a nakonec je třeba zkontrolovat, zda výpočet vyhovuje předem stanovenému požadavku. Výše zmíněným výpočtům se budou zabývat následující 2 podkapitoly.

2.3.1 Požadavek na SNR

V kapitole [1.2.1](#), kde byl rozebírán radiokomunikační subsystém pikosatelitu PilsenCube-II, byly také popsány vlastnosti radiostanice pro tzv. konvenční rádio. Těchto vlastností lze poté využít pro výpočet požadovaného poměru SNR. Je k tomu však také třeba znát odpovídající poměr $\frac{E_b}{N_0}$ pro požadovanou velikost bitové chybovosti BER.

Vztah $\frac{E_b}{N_0}$ značí *normovaný poměr S/N* (bit energy to noise ratio), kde E_b je energie signálu na přenesení 1 bitu a N_0 značí spektrální hustotu šumu (na 1 Hz). Poté lze na základě četných analytických výpočtů v matematickém prostředí Matlab a zaznamenaných v [5] stanovit odpovídající poměr $\frac{E_b}{N_0}$ [dB] pro používanou modulaci 2-FSK a požadovanou chybovost BER = 10^{-5} . To vše pak stačí už jen dosadit do upraveného, obecně známého vztahu a dopočítat požadovaný poměr SNR (2.1).

$$SNR_{Pož} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{v_p}{B} = 13,4 \cdot \frac{4800}{20 \cdot 10^3} = 3,216 \text{ dB} \quad (2.1),$$

kde v_p značí používanou přenosovou rychlost v Bit/s a B maximální šířku pásma v Hz.

2.3.2 Výpočet SNR před demodulátorem radiopřijímače

Následující tabulka shrnuje veškeré proměnné, které odpovídají současnému, reálně instalovanému hardwaru pozemní stanice na půdě ZČU v Plzni, a které hrají při výpočtu energetické bilance tohoto konkrétního rádiového spoje roli.

Tab. 2.2 - Zadané hodnoty pro výpočet energetické bilance

Veličina	Označení	velikost	Jednotka
Rychlost světla	c	300000000	m/s
Pracovní kmitočet	f	437240000	Hz
Komunikační vzdálenost	D	1700000	m
Referenční výkon	P _{ref}	0,001	W
Vysílací výkon družice	P _{TX}	1	W
Zisk antény družice	G _{TX}	0	dB
Atmosférické ztráty	B _A	1	dB
Zisk navrhované antény	G_{RX}	3,216	dB
Šumová teplota pozem. st.	T _{ANT}	210	K
Zisk LNA	G _{LNA}	18	dB
Šumové číslo LNA	NF _{LNA}	1	dB
Útlum kabelu mezi LNA a ant.	B _C	0,5	dB
Max. teplota kabelu LNA do ant.	T _C	300	K
Útlum svodu přijímače	B _{CRX}	4	dB
Rezerva	B _M	0	dB
Šumové číslo přijímače	N _{FRX}	5	dB
Referenční teplota	T _{REF}	290	K
Ef. šum. šířka pásma filtru přijímače	B _N	18000	Hz
Útlum fáz. posouvačů	B _{PS}	6	dB
Polarizační ztráty	B _P	3	dB
Útlum konektorů navrh. antény	B _K	1	dB

A nyní již k samotnému výpočtu. V první řadě je potřeba určit výkonovou úroveň na výstupu koncového zesilovače družice (2.2).

$$L_{TX} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{TX}}{P_{ref}} \right) = 10 \cdot \log \left(\frac{1}{0,001} \right) = 30 \text{ dB} \quad (2.2)$$

Poté je třeba určit útlum volného prostředí (2.3). V úvaze bylo počítáno s tou nejnejpříznivější situací, kdy je při elevačním úhlu 10° komunikační vzdálenost asi 1700 km. Pro srovnání vhodné uvést, že při elevaci 90° je komunikační vzdálenost „pouhých“ 500 km.

$$B_{FS} = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi f D}{c}\right) = 20 \cdot \log\left(\frac{4\pi \cdot 437,24 \cdot 10^6 \cdot 1700 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8}\right) = 149,865 \text{ dB} \quad (2.3)$$

Dále je potřeba vypočítat výslednou úroveň signálu před demodulátorem jako součet všech zisků a útlumů přenosové cesty (2.4). Nutno zmínit, že při tomto výpočtu není počítáno s žádnou rezervou, která se při standardních kalkulacích energetické bilance bere v potaz. Úkolem je totiž nalézt takový zisk anténního systému pozemní stanice, který splňuje alespoň minimální podmínku na SNR, a to za těch nejhorších možných podmínek (elevace 10°). Podrobnější vysvětlení je k dispozici v následujících odstavcích. V (2.4) je možno také spatřit útlum způsobený polarizačními ztrátami. Tato skutečnost byla podrobně vysvětlena v kapitole 2.2. Dále je si možné povšimnout útlumů způsobených fázovými posouváči a konektory navrhované antény. Tyto útlumy jsou podrobněji objasněny v příslušných kapitolách zabývajících se samotným návrhem a výrobou anténní řady.

$$L_{RX} = L_{TX} + G_{TX} - B_{FS} - B_A + G_{RX} + G_{LNA} - B_{CRX} - B_{PS} - B_P - B_K = 30 + 0 - 149,87 - 1 + 3,216 + 18 - 4 - 6 - 3 - 1 = -113,649 \text{ dB} \quad (2.4)$$

Dalším krokem je výpočet celkové šumové teploty systému. Při výpočtech je výhodnější používat šumové teploty v K namísto šumových čísel nebo šumových faktorů. Příspěvky značené P_A je třeba vyjádřit vzhledem ke vstupu nízkošumového zesilovače – LNA („low noise amplifier“) a následně sečíst. Výsledek odpovídá šumové teplotě přijímaného systému, který omezuje nejslabší přijímané signály. V následujících vztazích se rovněž předpokládá převod vstupních veličin do způsobitelnějších jednotek. Použity jsou bezrozměrné zisky všech přenosových bloků G a bezrozměrné šumové faktory F.

Příspěvek šumové teploty antény je zmenšen útlumem kabelu mezi anténou a LNA zesilovačem (2.5). Zahrnuty jsou i konektory a vyšší fyzická teplota, které může být kabel vystaven. Šum přírodního kabelu je taktéž vztažen k jeho počátku, a proto je třeba jej zmenšit o útlumu tohoto kabelu (2.6).

$$T_{P_ANT} = T_{ANT} \cdot G_C = 210,0,891 = 187,163 \text{ K} \quad (2.5)$$

$$T_{P_C} = \left(\frac{1}{G_C} - 1\right) \cdot T_C \cdot G_C = \left(\frac{1}{0,891} - 1\right) \cdot 300,0,891 = 32,625 \text{ K} \quad (2.6)$$

Dalším příspěvkem celkové šumové teploty systému je šum samotného LNA zesilovače. Zde se standardně počítá s referenční teplotou 290 K, která zhruba odpovídá stabilní pokojové teplotě (2.7).

$$T_{P_LNA} = (F_{LNA} - 1) \cdot T_{REF} = (1,259 - 1) \cdot 290 = 75,088 \text{ K} \quad (2.7)$$

Vliv kabelu od LNA k přijímači je ponížen díky zisku LNA, který signál zesílí a tím se šum v následujících blocích projeví méně (2.8).

$$T_{P_CRX} = \left(\frac{1}{G_{CRX}} - 1\right) \cdot \frac{T_C}{G_{LNA}} = \left(\frac{1}{0,398} - 1\right) \cdot \frac{300}{63,096} = 6,949 \text{ K} \quad (2.8)$$

Šum přijímače je opět dán jeho šumovým číslem. Příspěvek přijímače je znovu ponížen ziskem LNA, ale opět zvýšen útlumem kabelu mezi LNA a samotným přijímačem (2.9).

$$T_{P_RX} = (F_{RX} - 1) \cdot \frac{T_{REF}}{G_{LNA} \cdot G_{CRX}} = (3,162 - 1) \cdot \frac{290}{63,096 \cdot 0,398} = 24,964 \text{ K} \quad (2.9)$$

Závěrečným sečtením všech příspěvků je vypočtena celková šumová teplota celého systému vztažená ke vstupu LNA zesilovače (2.10).

$$T_{SYS} = T_{P_ANT} + T_{P_C} + T_{P_LNA} + T_{P_CRX} + T_{P_RX} = 187,163 + 32,625 + 75,088 + 6,949 + 24,964 = 326,788 \text{ K} \quad (2.10)$$

Dalším úkolem je zjištění výkonu šumu na vstupu přijímače. To lze zajistit převedením šumové teploty na výkon signálu, uvažovaného přes šumovou šířku pásma přijímače (2.11). Poté je nutné tuto hodnotu (na vstupu LNA) přepočítat na vstup celého přijímače (2.12).

$$P_{N_LNA} = k \cdot T_{SYS} \cdot B_N = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 326,788 \cdot 18 \cdot 10^3 = 8,12 \cdot 10^{-17} \text{ W} \quad (2.11)$$

$$L_{N_{RX}} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{N_{LNA}}}{P_{REF}} \right) + G_{LNA} - B_{CRX} = 10 \cdot \log \left(\frac{8,12 \cdot 10^{-17}}{0,001} \right) + 18 - 4 = -119,906 \text{ dBm} \quad (2.12)$$

Poměr SNR se dá konečně zjistit vzájemným odečtením hodnoty úrovně signálu L_{RX} a hodnoty úrovně šumu $L_{N_{RX}}$. (2.13)

$$SNR_{VYP} = L_{RX} - L_{N_{RX}} = -113,649 - (-116,906) = -113,649 + 116,906 = 3,257 \text{ dB} \quad (2.13)$$

Jak je z výpočtu jasně patrné, při současné konfiguraci radiopřijímače je celkový vypočtený odstup signál-šum závislý téměř výhradně na velikosti zisku antény pozemní stanice (požadované SNR = 3,216 dB; zisk antény pozemní stanice $G_{RX} = 3,216$ dB; vypočtené SNR = 3,257 dB). Jak již bylo výše zmiňováno, jedná se o nejhorší možnou situaci při elevaci 10° a bez jakékoliv rezervy v návrhu energetické bilance. Kvůli technickým i finančním omezením je proto *střízlivým cílem této diplomové práce návrh anténního systému pozemní stanice se ziskem do 8 dB*. V takové konfiguraci by pak měla v energetickém rozpočtu zbývat zhruba ještě 5dB rezerva. V tabulce níže jsou k náhledu veškeré výsledky výpočtů pohromadě.

Tab. 2.3 – Výsledné hodnoty výpočtu energetické bilance

Veličina	Označení	Velikost	Jednotka
Výkon. úroveň na výstupu konc. zesil.	L_{TX}	30,000	dB
Útlum volného prostředí	B_{FS}	149,865	dB
Výsledná úroveň před demod.	L_{RX}	-113,649	dB
Šum. teplota antény	T_{P-ANT}	187,163	K
Vliv kabelu mezi ant. a LNA	T_{P-C}	32,625	K
Šum. tepl. LNA zesilovače	T_{P-LNA}	75,088	K
Vliv kabelu mezi LNA a přijímačem	T_{P-CRX}	6,949	K
Šum. tepl. přijímače	T_{P-RX}	24,964	K
Šum. tepl. celého systému	T_{SYS}	326,788	K
Výkon šumu	P_{N-LNA}	$8,11742E-17$	W
Úroveň šumu na vstupu přijímače	L_{N-RX}	-116,906	dBm
Vypočtené SNR	SNR_{VYP}	3,257	dB
Požadované SNR - výpočet z E_b/N_0	$SNR_{POŽ}$	3,216	dB
Rozdíl SNR mezi vyp. a pož. hodn.	SNR_{ROZ}	0,041	dB

3 Rešerše používaných zářičů

Rešerše používaných zářičů je jednou z nezbytných částí celého projektu. Existuje spousta řešení a technologií používaných ke komunikaci se satelity třídy CubeSat, ale jen několik z nich splňují alespoň některé požadavky této práce nebo snad dokonce veškeré požadované vlastnosti.

Cílem je návrh a realizace fázované anténní řady (mechanické natáčení není možné, viz kapitola [2.1](#)) s možností volby azimutu, elevace a libovolné polarizace (viz kapitola [2.2](#)), která splňuje podmínky kladené z hlediska energetické bilance (viz kapitola [2.3](#)), realizace rezonance v poměrně nízkém frekvenčním pásmu (435 MHz) a samozřejmě s co největší jednoduchostí výroby a nejnižší možnou cenou.

V praxi je možno setkat se s celou řadou technologií pro realizaci rádiového spojení se satelity na nízké oběžné dráze či přímo se satelity třídy CubeSat. Vždy je však třeba *zajistit natáčení (změnu vyzařovacího směru)*, které je ve většině případů zajištěno mechanickým pohybem anténní soustavy. Pro komunikaci s obecnými satelity na LEO se velmi často používají např. čočkové či trychtýřové antény (na kmitočtech v rozmezí zhruba 20 ÷ 30 GHz. Offsetové paraboly, helixové antény, tzv. turniketové antény či yagi antény pak najdou své uplatnění ke komunikaci přímo se satelity třídy CubeSat a obvykle pracují na kmitočtech v jednotkách GHz.

V praxi se jako jediné řešení antény *bez mechanického natáčení pro komunikaci s pikosatelity na LEO využívá flíčková anténní řada*. Ta je ale využívána téměř vždy pro vyšší kmitočtová pásma, než je 435 MHz (např. v Ka pásmu \cong 20 GHz a standardním volném pásmu 2,4 GHz). Důvodem realizace pro vyšší kmitočty jsou jednoznačně nadměrné rozměry výsledné řady. Danou problematikou se více zabývá podkapitola [3.1.2](#). *Tab 3.1* shrnuje výhody a nevýhody velké řady používaných zářičů.

Sluší se dodat, že flíčkové antény (nebo např. F antény) jsou často využívány pro realizaci anténního subsystému samotného pikosatelitu (jako je tomu v případě PilsenCube-II – viz kapitola [1.2.1](#)). Dvojice těchto antén je umístěna inverzně na protějších stranách pikosatelitu ke zlepšení všesměrových vlastností.

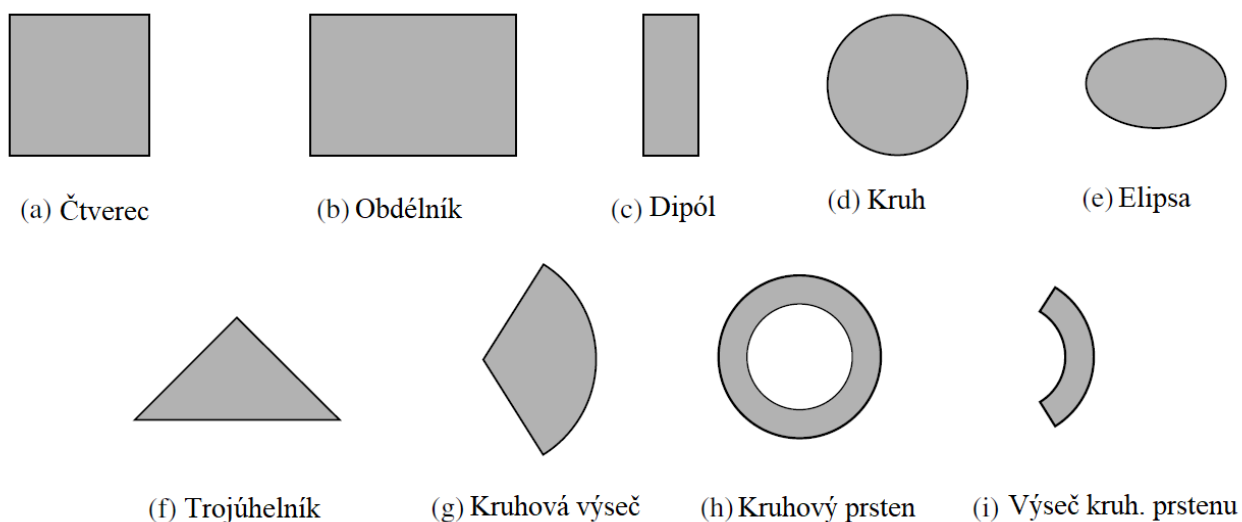
Tab. 3.1 - Shrnutí výhod a nevýhod různých technologických řešení používaných záříčů [6]

Typ antény	Šířka svazku	Hmotnost/ rozměry	Flexibilita návrhu	Cena	Impedanční šířka pásma
Dipól	Velmi velká	Velká/é	Velmi velká	Velmi nízká	Průměrná
Trychtýřová	Malá	Velmi velká/é	Velmi nízká	Velmi vysoká	Velmi velká
Helixová	Průměrná	Velká/é	Velká	Vysoká	Velmi velká
Fličková	Velká	Velmi nízká/é	Velká	Nízká	Malá
Štěrbinová	Velmi velká	Velká/é	Velká	Vysoká	Velká
Parabolická	Velmi malá	Velká/é	Různá	Velmi vysoká	Různá
Vivaldiho	Široká	Průměrná/é	Velká	Nízká	Velká
Yagi	Různá	Velká/é	Nízká	Vysoká	Velká

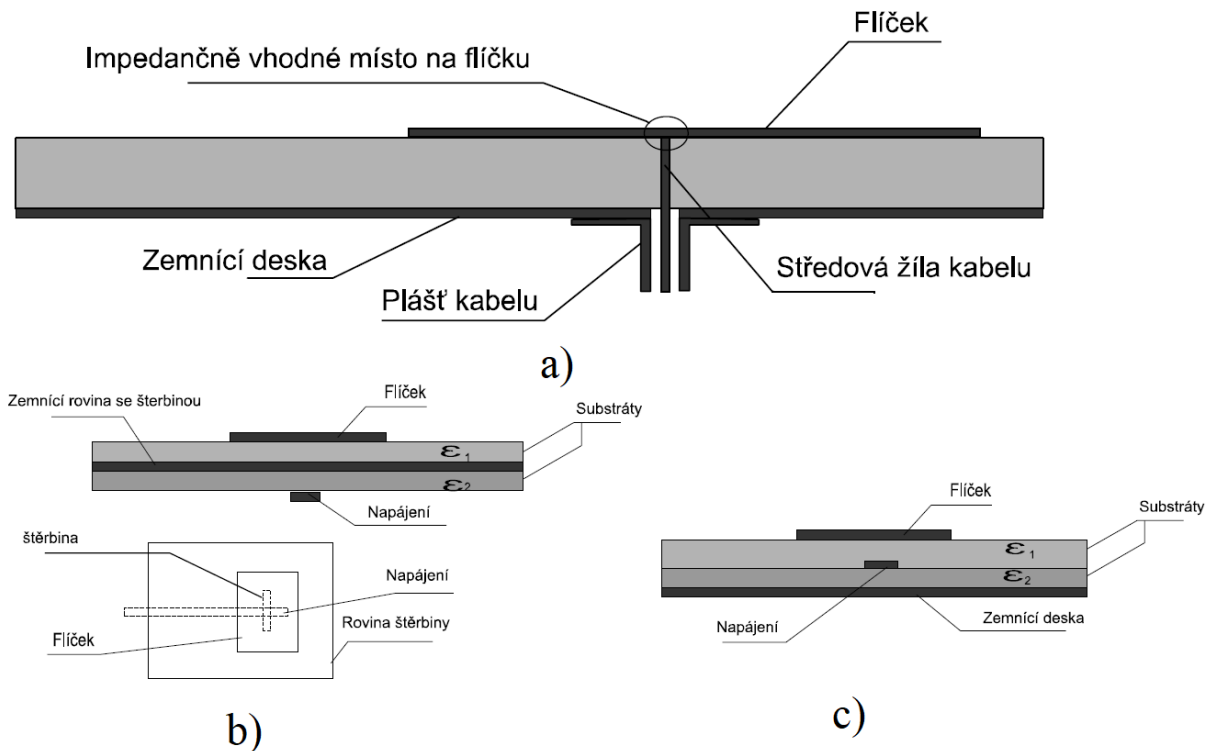
Vzhledem k požadavkům, zmiňovaným na samém počátku této kapitoly, vychází jako jediné myslitelné řešení *použití fličkové antény*. S takovou technologií je poměrně jednoduché vytvořit fázovanou anténní řadu s dostatečným ziskem v řádech dB. Relativní jednoduchost návrhu ve vlnovém simulátoru pak nabízí také možnost realizace volby vhodné polarizace. Dále technologie provedení nabízí velkou šířku vyzařovaného svazku, velkou flexibilitu návrhu při prototypové výrobě či nízkou hmotnost i rozměry (s čímž souvisí také velmi nízká cena). Nevýhodou je malá šířka provozovaného frekvenčního pásma (uzpůsobená k impedanci), což ovšem vzhledem k povaze rádiového spoje určeného pro komunikaci s pikosatelity vůbec nevádí. Jedinou opravdu velkou nevýhodou se pak můžou na první pohled zdát *velké rozměry fličkových antén pro tak nízké kmitočty*, jako je tomu v případě tohoto projektu. Více informací o této technologii bude probráno v následující kapitole.

3.1 Flíčková anténa

Flíčková anténa, jindy nazývaná také např. mikropásková či patchová (z angl. „microstrip“ a „patch“), je plošná anténa vyrobená na *DPS* (desce plošných spojů). Z jedné strany *DPS* je vyleptán motiv (flíčky a mikropásková vedení), druhá strana je zpravidla pokovená celá a slouží jako reflektor (zemní rovina). Elektrické vlastnosti jsou tedy dány především *vlastnostmi použitého substrátu* (relativní permitivita, tloušťka substrátu i mědi, ztrátový činitel, ...). Obrázek níže zobrazuje možné tvary flíčkových antén. Nejčastěji jsou ovšem využívány čtvercové či kruhové flíčky (kvůli symetrii vyzařování) nebo také obdélníkové tvary. Možností je zřejmě více, ale obvykle trpí vyšší návrhovou i simulační složitostí. Napájení lze standardně zajistit buďto *páskovými vedeními* či *koaxiálními kabely* připojenými skrz *DPS* přímo do místa vhodné impedance flíčku. Existují ale i další, atypické metody napájení flíčků. Je jím nekontaktní aperturové napájení a nekontaktní napájení otevřeným koncem. Aperturové napájení představuje buzení různě tvarovanou vazební štěrbinou (ilustrační obrázek je k nalezení na další straně). Anténa je však ovlivněna zářením z napájení a je nutno použít vícevrstvé substráty. Napájení otevřeným koncem vedení se rozumí připojení flíčku k mikropásku pomocí vázané kapacitní vazby. Hrozí zde riziko vzniku rušivého vyzařování. Vzhledem ke složitosti realizace i výroby se práce ovšem dále nebude zabývat posledními dvěma zmiňovanými případy. [9]



Obr. 3.1 – Možné tvary flíčkových antén [9]



Obr. 3.2 - Napájení flíčku a) Koaxiální; b) Nekontaktní aperturové; c) Nekontaktní otevřeným koncem [14]

Flíčkové antény lze rovněž svým principem vyzařování považovat za 2 soufázově propojené šterbinové antény (2 paralelně řazené vyzařovací admitance). Z toho vyplývá, že pokud vzrostou ztráty flíčkového elementu (např. způsobené vznikem povrchových vln u substrátů s vysokou relativní permitivitou a velkou tloušťkou), dojde ke snížení vstupní impedance antény. Flíčky se obvykle používají pro kmitočty v rozsahu 100 MHz - 50 GHz (šířka pásma jedné mikropáskové antény však není příliš velká). Standardně vyzařují v souběžném směru s umístěním napájecího portu. Výhody a nevýhody této technologie byly již nastíněny v Tab. 3.1. Pro úplnost je ještě vhodné dodat, že zisk jednoho flíčku může být přibližně až 6 dBi. To je ovšem velice optimistické číslo, vycházející především pro bezztrátové substráty a dokonalé vodiče a prostředí. V praxi se s jedním flíčkem lze dostat se ziskem přibližně někam pod 3 dBi a to ještě v těch ideálních případech. Patchové antény jsou ovšem skvělým kandidátem pro realizaci anténních řad, což umožňuje dosáhnout mnohem větších zisků. [9]

3.1.1 Anténní řada

Anténní řada je pojem, který samozřejmě nesouvisí pouze s flíčkovými anténami. V případě této práce ovšem nic nebrání tomu, aby byl princip funkce anténních řad představen právě na příkladu realizace s mikropáskovými elementy.

Důvodem použití anténních řad obecně je jednoznačně *zvýšení směrovosti/zisku*. Celkové pole řady je totiž dáno vektorovým součtem polí vyzářených jednotlivými elementy a směr jeho vyzařování lze zajistit několika způsoby. Těmi jsou např. celkové geometrické uspořádání řady (čtverec, kruh, koule, síť, ...), vzdálenost mezi jednotlivými elementy, amplituda budících proudů, fáze budících proudů či vyzařovací charakteristiky jednotlivých elementů. I přes vynechání analytického odvozování lze s jistotou říci, že *celkové pole řady je rovno poli jednotlivého elementu umístěného v počátku a přenásobeného činitelem, který se označuje jako činitel řady* (z angličtiny „Array Factor“ – AF). Jedná se tak tedy o jisté „*násobení diagramů*“.

Činitel řady je obecně funkce *počtu elementů (čím více prvků, tím větší směrovost/zisk), jejich geometrického uspořádání, relativních amplitud, fází a vzdáleností*. Důležité je, že není závislý na vyzařovacím elementu. Na základě těchto skutečností tak lze s flíčkovou anténní řadou uspokojit požadavky kladené z hlediska energetické bilance radiokomunikačního spoje pro komunikaci s pikosatelitem PilsenCube-II. Činitel řady lze také popsat vztahem (3.1).

$$\vec{E}_{CELKOVÁ} = \vec{E}_{1PRVEK} \cdot AF \left[\frac{V}{m}; \frac{V}{m}, - \right] (3.1)$$

3.1.2 Rozměry flíčkových antén

Jak již bylo řečeno v kapitole výše, rozměry flíčkových antén pro kmitočty v pásmu 435 MHz mohou způsobit velké obtíže při realizaci samotné. Pro objasnění problematiky je nutno zmínit alespoň několik elementárních vztahů.

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} (3.2)$$

$$L = W = \frac{\lambda}{2} (3.3)$$

Pro výpočet vlnové délky vlny, která se šíří v daném materiálu (tím se rozumí substrát DPS pro výrobu mikropáskové antény) je využíváno velmi známého vztah (3.2). Jak je na první pohled patrné, *s klesajícím kmitočtem roste vlnová délka*. To je klíčové z hlediska pochopení, proč je realizace antén pro nižší kmitočtová pásma nesnadná z hlediska rozměrů. S tímto jevem je však možno bojovat a blíže bude popsán v další podkapitole.

Pro samotný výpočet délky strany *čtvercové* flíčkové antény pak platí přibližný vztah (3.3). Tento vztah je opravdu pouze orientační, avšak ke zjištění přibližných rozměrů flíčku naprosto dostatečný. Ve skutečnosti totiž hraje při výpočtu roli také výška substrátu. V praxi je pro výpočet nejnázší využít některý z webových kalkulátorů (např. <http://www.emtalk.com/index.htm>) nebo např. integrovaný kalkulátor ve vlnovém simulátoru CST Microwave Studio. Současně jsou uvažovány pouze čtvercové flíčky z důvodu symetrie vyzařování (to je klíčové při realizaci anténní řady jako takové).

Dalšími prvky, jejichž rozměry je třeba soustavně počítat a kontrolovat, jsou mikropásková vedení mezi samotnými anténními flíčky. Zpravidla postačují dva typy těchto vedení: čtvrtvlnné transformační vedení a přizpůsobené 50Ω vedení. Jelikož samotné flíčky vykazují vstupní impedanci různou od 50Ω , je třeba je *v zájmu co nejnižších ztrát* způsobených odrazy *řádně přizpůsobit*. K tomu účelu právě slouží již zmiňované čtvrtvlnné transformátory, které jsou pak plynule napojeny na 50Ω vedení a dále na anténní konektor/y. Vztahy pro určení šířky a délky mikropáskových vedení jsou pro účely této práce příliš složité. K dispozici jsou ovšem v odborné literatuře [9]. Lze však prozradit, že roli hraje relativní permitivita substrátu, jeho výška, pracovní kmitočet, požadovaná impedance (např. 200Ω) a požadovaná elektrická délka (např. 90° pro případ $\lambda/4$ transformačních vedení). V praxi je tedy vždy nejjednodušší použít již zmiňované webové nebo integrované kalkulátory. Jejich aplikace bude blíže nastíněna v kapitole [4.5.2](#) či [4.5.4](#).

3.1.2.1 Metody redukce rozměrů

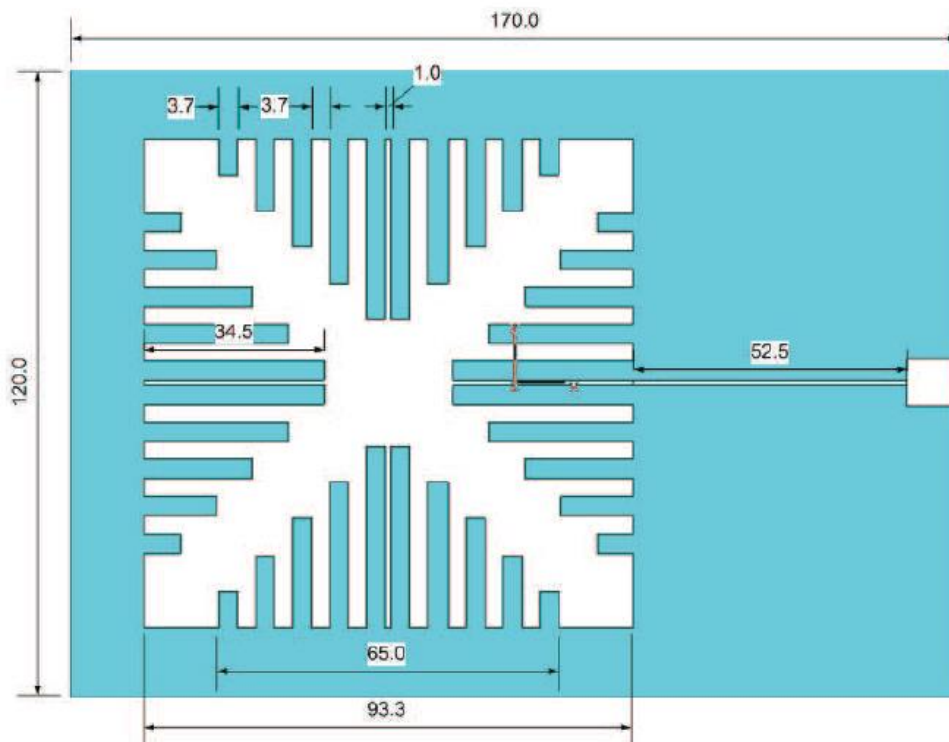
Zřejmě jen málokterý projekt zaměřený na realizaci mikropáskové fázované anténní řady pro komunikaci s pikosatelity třídy CubeSat počítá s funkcí na pracovním kmitočtu ve volném radioamatérském pásmu 435 MHz. *Osobně jsem žádné takové řešení nemohl naléznout*. Existují však některé projekty, kde bylo využito zvýšení permitivity za účelem redukce rozměrů (viz [7] – fázovaná flíčková obdélníková anténní řada 2x2 pro kmitočet

10 GHz na Ni-Co substrátu s permitivitou $\epsilon_r = 10,2$) či současného využití zvýšení permitivity a změny tvaru flíčku (viz [8] – nefázovaná flíčková anténa pro kmitočet 450 MHz na substrátu s permitivitou $\epsilon_r = 9,8$ a s využitím hřebenových výřezů). Jak je tedy vidět, redukce rozměrů možná je. Ve většině případů je ovšem nesnadná, nepraktická, ... Tyto dva příklady rozměrové redukce jsou nastíněny v dalších odstavcích.

a) **Změna tvaru flíčku**

Prvním způsobem docílení menších rozměrů flíčku je změna jejich tvaru. Možností je mnoho. Např. anténa ve tvaru H nebo např. realizace hřebenových výřezů jako na obrázku níže. Řešení je velice podobné a postavené na stejných principech jako meandrování antén. Změna tvaru způsobí prodloužení dráhy povrchového proudu samotné antény. Při zachování stejného rezonančního kmitočtu tak dojde ke zmenšení plochy zářiče a tím i celé antény.

Provedení a návrh takového tvaru je ovšem *velice složitě* (s čímž rapidně roste výpočetní doba kalkulace ve vlnovém simulátoru) a vzniká *nesymetrické vyzařování*. Řešením by mohlo být vytvoření jednoduchého tvaru symbolu „+“. Návrh by byl ovšem vzhledem k realizaci anténní řady opravdu složitý a navíc by zde pravděpodobně vznikly další problémy s realizací *impedančního přizpůsobení* či vzniku *parazitních rezonancí*. [8]



Obr. 3.3 - Redukce rozměrů tvarem flíčku [8]

b) Zvýšení relativní permitivity substrátu

Druhým způsobem, bojujícím s nadměrnými rozměry flíčkových antén, je zvýšení relativní permitivity substrátu, ze kterého je řada vyrobena. To s sebou ovšem současně přináší velkou řadu problémů a to především z hlediska návrhu. Jak již bylo nastíněno v kapitole [3.1.2](#), velikost relativní permitivity má také vliv na výsledné rozměry mikropáskových vedení. *Klíčová je především jejich šířka*, a to jak z hlediska technologického (příliš úzká vedení jsou složitěji vyrobitelná), ale také z hlediska vyšších ztrát.

Dalším jevem, který komplikuje celý návrh, je rozdílnost chování ideálních bezztrátových a ztrátových substrátů, na nichž je flíčková anténa vyrobena. U *bezeztrátových substrátů* (s jejichž návrhem a simulacemi je obvykle započato) dochází s rostoucí relativní permitivitou k velkému *zvýšení vstupní impedance*, což má za následek nutnost použití přizpůsobovacích vedení *s velmi malou šířkou*. Stejně tak realizace čtvercových flíčků oproti obdélníkovým vykazuje *zvýšení této vstupní impedance*. Reálné ztrátové substráty se ovšem chovají poněkud odlišně.

U *ztrátových substrátů* (se kterými je anténa nakonec realizována) totiž, jak už název napovídá, hrají roli *ztráty*. V první řadě odporové a v druhé řadě způsobené povrchovými vlnami. Jak již bylo objasněno v kapitole [3.1](#), se *zvýšením ztrát zároveň dochází ke snížení vstupní impedance*. Ta je pak tedy diametrálně odlišná pro bezztrátové a ztrátové materiály. To značně znesnadňuje výběr požadovaného substrátu, ale také návrh a simulaci anténní řady. Dalším důsledkem snížení vstupní impedance je zúžení impedanční šířky pásma (což však v případě návrhu antény ke komunikaci s pikosatelity nemá výraznější význam) [9].

Vhodné je také využít substrát s co možná *největší tloušťkou* pro *zvýšení vyzařovací účinnosti patche* a ke zmenšení jeho vstupní impedance, respektive vzniku ztrát (díky zvýšenému riziku vzniku povrchových vln vlivem překročení kritického kmitočtu). Současně však větší tloušťka substrátu přispívá zvýšením pracovní šířky pásma či vyniká vyšší mechanickou robustností [9]. Ceny těchto vysokofrekvenčních substrátů s velkou tloušťkou mohou být *astronomické*.

Následující tabulka shrnuje (ne)efektivnost obou metod a jejich výhody a nevýhody. Pro úplnost a celkovou přehlednost jsou pak v dolní části tabulky uvedeny výhody a nevýhody způsobené zvýšením tloušťky substrátu.

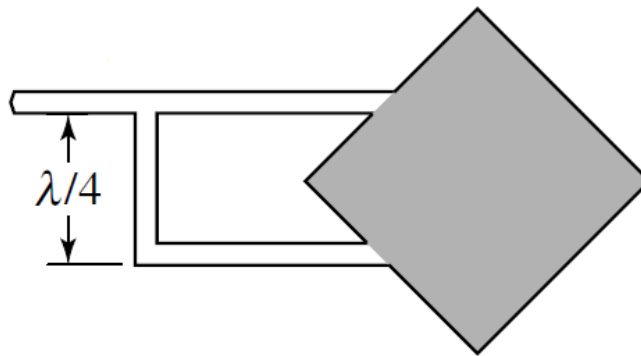
Tab. 3.2 - Přehled výhod a nevýhod pro různé metody redukce rozměrů; Výhody a nevýhody způsobené zvýšením tloušťky substrátu

Redukce rozměrů změnou tvaru flíčku	
Výhody	Nevýhody
➤ Není potřeba používat substrát s vysokou permitivitou	➤ Složitý návrh
	➤ Dlouhá doba výpočtu simulace
	➤ Nesymetrické vyzařování
	➤ Realizace impedančního přizpůsobení
	➤ Vznik parazit. rezonancí
Redukce rozměrů zvýšením relativní permitivity substrátu	
Bezeztrátové substráty	
Výhody	Nevýhody
➤ Žádné přídavné ztráty	➤ Vysoká vstupní impedance
	➤ Rozměry přizpůsobovacích vedení
Ztrátové substráty	
Výhody	Nevýhody
➤ Nižší vstupní impedance ➤ Rozměry přizpůsobovacích vedení	➤ Tepelné ztráty
	➤ Ztráty vznikem povrchových vln
	➤ Menší šířka pásma
➤ Společná výhoda: Efektivní redukce rozměrů flíčků	
➤ Společná nevýhoda: Vysoká cena	
Zvýšení tloušťky substrátu	
Výhody	Nevýhody
➤ Vyšší vyzařovací účinnost	➤ Vyšší riziko ztrát (vznik povrch. vln) ➤ Vyšší cena ➤ Celkové větší rozměry a hmotnost (objem)
➤ Větší pracovní šířka pásma	
➤ Nižší vstupní impedance	
➤ Vyšší mechanická robustnost	

Jak je z tabulky patrné, ani u jedné z metod redukce rozměrů výhody nepřevažují nad nevýhodami. Celá problematika se může zdát být neřešitelná, ale zkrátka je třeba vybírat z dostupných prostředků za současného uvážení všech *kompromisů*. Podrobnosti vzájemných vztahů, výběr metody redukce rozměrů s přihlédnutím k těmto kompromisům a proměnné konkrétních substrátů budou důsledněji popsány v příslušné kapitole, zabývající se návrhem anténní řady jako takové (kapitola [4.2](#)).

3.1.3 Polarizace vyzařování

Kruhové i čtvercové flíčky standardně vyzařují s *lineární polarizací*. Aby mohl flíček vyzařovat s *kruhovou polarizací* (tak, jak je požadováno - viz kapitola 2.2), je nutno zajistit buzení ze dvou směrů současně a zároveň s určitým fázovým posuvem. Napájením flíčku ze 2 portů současně při vzájemném fázovém rozdílu $\Delta\varphi = 0^\circ$ vzniká stále jen lineární polarizace. Až při zajištění vybuzení 2 *ortogonálních* ($\Delta\varphi = 90^\circ$; $\lambda/4$) módů může flíček vyzařovat s kruhovou polarizací. Tato skutečnost je klíčová z hlediska návrhu výsledné anténní řady. Situaci přibližuje následný obrázek. [9]



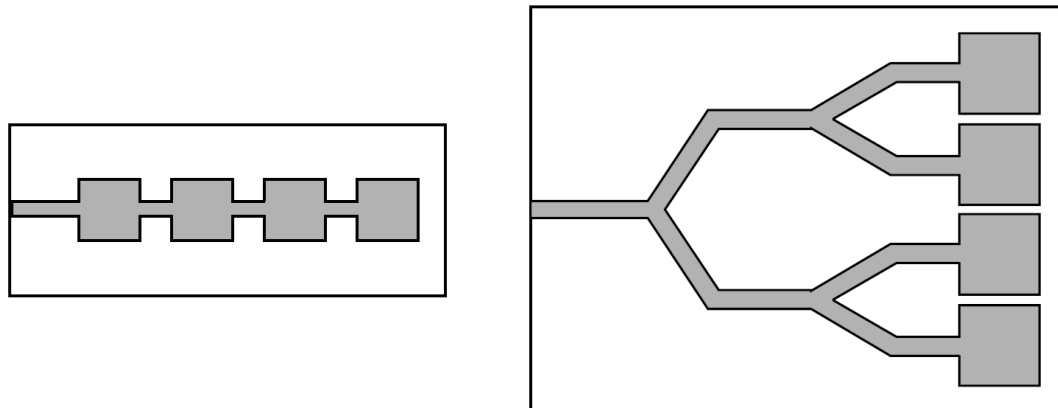
Obr. 3.4 – Buzení kruhové polarizace ortogonálními vidy [9]

3.1.4 Volba azimutu/elevace

Nastavení požadovaného směru vyzařování (volba azimutu/elevačního úhlu) je jedním ze základních požadavků, kladených na konečnou anténní řadu, realizovanou v této kvalifikační práci (viz kapitola 2.2). Ne ale každá anténní řada je schopna takového chování. Následující odstavec shrnuje tuto problematiku.

Existují v zásadě 2 *způsoby* vzájemného propojení flíčkových antén (a nejen jich) do anténních řad. Prvním způsobem je propojení *sériové*. To však *neumožňuje* flexibilní volbu vyzařovacího směru, a proto nebude dále rozebíráno. Druhým způsobem je tzv. *stromové* či *větvené buzení* (v angličtině jako „*corporate feeding*“). To je vlastně jistým druhem buzení paralelního. Takové řešení je *ideální pro realizaci aktivních skenovacích polí* a celkově je považováno za univerzálnější a flexibilnější. Může být totiž zajištěn *různý fázový rozdíl* na všech jednotlivých prvcích řady zvlášť, což je z hlediska realizace fázované anténní řady nezbytné. Takové řešení vyžaduje ale *vhodné umístění fázových posouváčů* pro zajištění požadovaného fázového rozdílu na jednotlivých prvcích řady. Zároveň je možno zapojení

doplnit zesilovači či atenuátory pro volbu změny amplitudy. Následující obrázek ukazuje rozdíly mezi různými druhy buzení anténních řad. [9]



Obr. 3.5 – Sériové buzení (vlevo); Paralelní buzení (vpravo) [9]

4 Návrh planární anténní řady

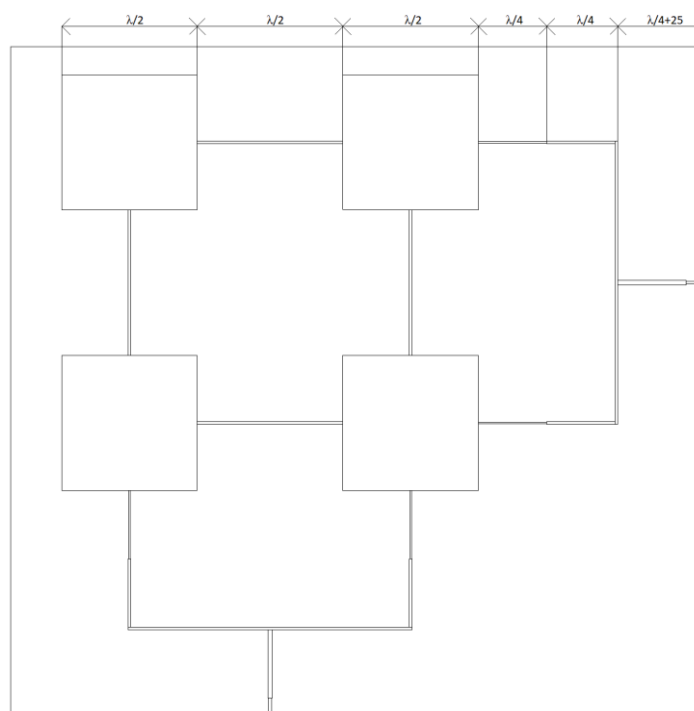
V kapitole [2](#) byly zmíněny veškeré *podmínky kladené na výslednou anténní řadu* z hlediska pozice vůči pikosatelitům, se kterými je třeba navázat rádiové spojení. Konkrétněji byly pak vyřčeny podmínky z hlediska umístění a provozních podmínek anténní řady (*bezrotátorové řešení*, viz [2.1](#)), dále podmínky na *libovolný azimut, elevaci a polarizaci* (viz [2.2](#)) a nakonec také požadované podmínky z hlediska *energetické bilance* radiokomunikačního spoje (viz [2.3](#)).

V kapitole [3](#) pak byla prozkoumána různá používaná řešení antén ke komunikaci s již několikrát zmiňovanými pikosatelity, ale především zde byly nastíněny způsoby realizace anténní řady vedoucí k naplnění všech podmínek kladených v kapitole [2](#). Pro úplnost lze doplnit, že se jedná o způsoby a metody vedoucí k *uspokojení požadavků energetických* (viz [3.1.1](#)), *rozměrových* (viz [3.1.2](#)), *polarizačních* (viz [3.1.3](#)) a nakonec také požadavků na *volbu libovolného azimutu a elevačního úhlu* ([3.1.4](#)).

To vše byly ovšem pouze teoretické úvahy, a proto musí nyní přijít na řadu samotný *návrh* fázované anténní řady, splňující veškeré požadavky z kapitoly [2](#) a zároveň postavený na teoretických základech, získaných a zaznamenaných v kapitole [3](#).

4.1 Výběr topologie

Výběr topologie je klíčový z hlediska celkového chování anténní struktury. Topologie musí splňovat požadavky kladené na fázované anténní řady navíc s možností výběru polarizace a splňující podmínky energetické bilance. Pro realizaci byla proto vybrána osvědčená topologie 2×2 , sestávající ze čtveřice čtvercových flíčků, propojených vzájemně půlvlnnými vedeními, respektive dvojicí čtvrtvlnných transformačních vedení. Konce flíčků jsou spolu opět vzájemně propojeny, impedančně přizpůsobeny a kvůli snadnějším simulacím vyvedeny na 2 samostatné budící porty. Při konečném návrhu je nutno tyto dvě cesty spojit a vyvést na jeden samostatný koaxiální konektor. Celé uspořádání je symetrické v horizontální i ve vertikální ose, což je pro realizaci opět velmi podstatné. Obrázek níže (Obr. 4.1) popisuje celou situaci lépe. Vhodné je však ale zdůraznit, že takové řešení je jen hrubě nastíněno, a tudíž není konečné. V praxi je jej třeba doplnit ještě o celou řadu dalších prvků, což bude tématem následujících kapitol (především 4.5.2). Dále je z obrázku níže patrné, že při prvotním návrhu nebylo příliš šetřeno s rozměry celkové anténní řady. V takové topologii je délka jedné strany (bez dalších technologických okrajů) rovna přibližně násobku vlnové délky $4,25 \cdot \lambda$ (viz kótování). K tomu je nutno připočítat ještě několik desítek mm (např. 25 mm) na připájení koaxiálního konektoru přímo na DPS, na které je anténní řada vyleptána. Metodami redukce celkových rozměrů řady (meandrování vedení, výřezy v ploše flíčků) se budou zabývat následující kapitoly.



Obr. 4.1 – Přibližná topologie anténní řady

Taková topologie zajišťuje dle simulací u *bezeztrátového substrátu* zisk až 13 dB, což bohatě stačí k pokrytí energetické bilance rádiového spoje. Dvě budící cesty umístěny ortogonálně mohou pak ještě navíc s dopomocí vhodného 90° fázového posuvu zajistit kruhovou polarizaci či polarizaci lineární (s 0° posuvem). Dále je možno pozorovat, že uspořádání je tzv. korporátní (paralelní), což umožňuje realizaci skenovacího pole, respektive fázované anténní řady. To lze zajistit umístěním fázových posouvačů přesně mezi půlvlnná propojovací vedení. Následkem takového umístění je impedanční přizpůsobení fázových posouvačů mezi flíčky. Této problematice se ovšem bude věnovat samostatně kapitola [4.4](#).

Délka půlvlnných propojovacích vedení (vzdálenost mezi jednotlivými elementy) má však i další, velmi podstatný význam. Totiž při délce propojovacích vedení větších, než je polovina vlnové délky, dochází ke vzniku dalších maxim a vzniku parazitních vyzařovacích laloků, což je samozřejmě nežádoucí. Pokud platí podmínka délky těchto vedení $d = n \cdot \lambda$ (kde $n = 1, 2, 3, \dots$), pak vznikají celkem 4 vyzařovací maxima. Dvě maxima podél osy anténní řady a dvě ve směru vyzařování. Při realizaci skenovacího pole je proto stanovena podmínka na vzdálenost mezi jednotlivými elementy anténní řady $d_{\max} \leq \lambda/2$. [9]

4.2 Výběr materiálu

Vzhledem k vybrané topologii a vzhledem k výhodám a nevýhodám různých metod pro redukci rozměrů anténní řady byla kompromisně vybrána redukce rozměrů zvýšením relativní permitivity substrátu. Jak již bylo vysvětleno, výběr vhodného *substrátu* pro výrobu flíčkových antén je klíčový jak z hlediska konečných *rozměrů*, tak z hlediska *elektrických vlastností*. Na trhu ovšem existuje velká řada výrobců i produktů, a proto není snadné vybrat si ten pravý. Při započtení veškerých požadavků, které by měl výsledný substrát splňovat je situace obzvláště komplikovaná. Co nejvyšší permitivita pro zajištění co *největší redukce rozměrů*, co možná *nejmenší ztráty* a samozřejmě co *nejnižší cena*. Poslední jmenovaná položka je ovšem ve většině případů kritická. Následující tabulka shrnuje několik vybraných materiálů z portfolia jedničky na trhu s výrobky vysokofrekvenčních substrátů, tedy společnosti *Rogers Corporation*. Pro srovnání je přiložen ještě v elektronice standardně používaný substrát FR-4 společnosti *Isola*.

Tab. 4.1 - Přehled nabízených substrátů společnosti Rogers Corporation a Isola

Název mat.	ϵ_r – návrh [-]	$\tan\delta$ @ 10 GHz [-]	Lflíčku [mm]	Lřady (bez okrajů) [mm]	Vstupní imp. flíčku [Ω]	Šířka L_{transf} [mm]	Cena/m ² [tis. Kč]
CuClad® 217	2,2	0,0009	232	1066	200	1,37	-
RO4350B ^T M	3,66	0,0037	180	832	270	0,55	20
RO4360 G2™	6,4	0,0038	135	635	580	0,04	-
TMM® 10	9,8	0,0022	110	518	874	0,003	50
RT/duroid® 6010LM	10,7	0,0023	105	497	953	0,0015	180
Isola E-Cu quality 114	4,4	0,025	164	761	395	0,22	< 2

Tabulka zobrazuje řadu parametrů, které je třeba objasnit. Dobré je také zdůraznit, že údaje jsou platné pouze pro čtvercové flíčky, pro substráty s výškou dielektrika $1,524 \text{ mm}$ při pracovním kmitočtu $437,24 \text{ MHz}$ a získány byly ze stránek výrobce či z webové kalkulačky <http://emtalk.com/index.htm>. Vstupní impedance čtvercového flíčku a šířka transformačního vedení platí pouze pro bezztrátové (lossfree) materiály.

- a) Prvním parametrem je ϵ_r – návrh. V angličtině je tato veličina označována jako *Design Dk* (z angl. Dielectric constant). Jak již anglický název napovídá, jedná se o označení relativní permitivity substrátu. Samotné slovo „Design“ pak značí, že se jedná o hodnotu vhodnou pro použití při návrhu a simulacích ve vlnovém simulátoru. Relativní permitivita substrátů je totiž proměnná s teplotou, kmitočtem ale např. i s rozměry (různá permitivita pro mikropáskové vedení a pro flíčkovou anténu na stejném substrátu za stejných podmínek) [15]. Při konečném výběru substrátu je tedy důležité kontrolovat také platnou relativní permitivitu pro danou aplikaci.

- b) V praxi je dobré pro co možná největší potlačení dalších tepelných ztrát použít kvalitní vysokofrekvenční materiál s co *nejmenším ztrátovým činitelem $\tan\delta$* (v angličtině jako „Dissipation factor“). Jeho velikost by se pro anténní aplikace měla *ideálně* pohybovat v rozmezí $\tan\delta = 0,0004 \div 0,0012$. Tento parametr je frekvenčně závislý (ale obvykle udávaný pro $f = 10\text{GHz}$ či $f = 2,5\text{ GHz}$) a simulační SW si jej *sám dopočítává* z pracovního kmitočtu a efektivní permitivity substrátu. Tato veličina přímo představuje další zvýšení ztrát v anténní struktuře.
- c) Přibližné rozměry flíčku byly vypočteny dle rovnice (3.2) z kapitoly [3.1.2](#). *Rozměry řady* značí celkovou velikost jedné strany anténní struktury, pokud by byla uvažována stejná topologie jako na Obr. 4.1, a to navíc ještě bez přidaných technologických okrajů, které by neměly u konečné anténní řady chybět. Jak je vidět v Tab. 4.1, rozměry flíčků u řad lze velmi efektivně snižovat použitím substrátů s vyšší relativní permitivitou. V tuto chvíli je velice důležité zdůraznit, že *maximální rozměry desky*, kterou jsou schopni *světoví výrobci* dále opracovávat, činí *750x750 mm* (respektive je omezující šířka, nikoliv délka). *Do těchto rozměrů se tedy musí vejít navržená anténní řada nehlédě na další faktory*. Další možností realizace by mohlo být vytvoření 4 samostatných flíčků vzájemně propojených koaxiálními vedeními s diskrétními fázovými posouvači. Takové řešení je však poněkud nekompaktní a složitější z hlediska samotné výroby. Další možností je *zmenšení rozměrů struktury použitím výřezů* v ploše mikropáskových antén a *meandrování propojovacích vedení*. Této problematice se bude blíže věnovat kapitola [4.5](#).
- d) Následujícím parametrem v Tab. 4.1 je *vstupní impedance flíčku*. Jak již bylo nastíněno v kapitole [3.1.2](#), tento parametr je z hlediska návrhu velice důležitý a přímo úměrný relativní permitivitě substrátu. S impedancí flíčku tak poté souvisí *šířka čtvrtlenného přizpůsobovacího vedení* (v tabulce jako L_{transf}). Pro názornost je zde příklad: bezeztrátový substrát Rogers 4360G2TM má dle výrobce relativní permitivitu 6,4 a při délce strany čtvercového flíčku rovné přibližně 135 mm a výšce substrátu 1,524 mm rezonuje na pracovním kmitočtu 437,24 MHz. Tomu pak odpovídá vstupní impedance asi 580 Ω . Pokud by bylo třeba takovou flíčkovou anténu připojit přímo na 50 Ω vedení, docházelo by k obrovským ztrátám odrazy vlivem *impedančního nepřizpůsobení*. Flíček je tedy nutno přizpůsobit na 50 Ω , a to

za pomoci čtvrtvlnných transformačních vedení. Impedance takového vedení tak musí být rovna výsledku známého vztahu (4.1).

$$Z_{transf} = \sqrt{Z_{flíčku} \cdot Z_{50}} = \sqrt{580 \cdot 50} = 170,294 \Omega \quad (4.1)$$

$$Z_{transf} = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left[\frac{8h + W_0}{W_0 + 4h} \right], & \frac{W_0}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref} \left[\frac{W_0}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{W_0}{h} + 1,444 \right) \right]}}, & \frac{W_0}{h} > 1 \end{cases} \quad (4.2)$$

Z (4.2), požadavku na velikost impedance přizpůsobovacího vedení z (4.1) a znalosti použité vlnové délky lze pak vypočítat šířku takového $\lambda/4$ impedančního transformátoru. [9] Nejjednodušším řešením je pak v praxi při opakovaných výpočtech použít webový či jiný spolehlivý kalkulátor. Pokud by tedy bylo třeba navrhnout v daných podmínkách transformační vedení o impedanci přibližně 170Ω , výsledná šířka takového vedení by byla asi $0,04 \text{ mm}$ (viz Tab. 4.1). Něco takového je ovšem *neprípustné* jak z hlediska technologického, tak z hlediska elektrických parametrů. V případě této práce se dá na základě četných simulací říci, že minimální šířka vedení by neměla být nikdy menší než asi $0,5 \text{ mm}$. Technologicky je sice zvládnutelná šířka i $0,1 \text{ mm}$, ovšem z hlediska elektrických parametrů (vysoké ztráty) je to zkrátka nepřípustné. Existují ovšem způsoby a metody, které budou blíže představeny v kapitole 4.4, a se kterými lze danou situaci alespoň částečně kompenzovat. Nutno také upozornit, že vstupní impedance získaná z webových či integrovaných kalkulátorů je platná pouze pro *bezeztrátové substráty* a její velikost je tedy s výběrem reálných, ztrátových substrátů proměnná. *S rostoucími ztrátami klesá vstupní impedance* (paralelně spojené vyzařovací admitance flíčku - viz 3.1). Tato skutečnost je velice podstatná pro reálný návrh konečné anténní řady, čemuž se bude zabývat jedna z následujících kapitol.

- e) Posledním důležitým parametrem při výběru substrátu je jeho *cena*. Bohužel však většina výrobců veřejně nikde své ceny neudává a je třeba je kontaktovat osobně. Pokud navíc zdůrazníte, že vás cena zajímá kvůli řešerši pro tvorbu diplomové práce, častokrát se ani neobtěžují odepsat. Několik cen se mi však i přesto podařilo zjistit. Jak je patrné, nejlevnější poptávaný substrát stojí $20\,000 \text{ Kč}/\text{m}^2$ substrátu. Při maximálních výrobitelných rozměrech $750 \times 750 \text{ mm}$ (pokud by vůbec bylo

možné s danou relativní permitivitou anténu do takových rozměrů navrhnout) vychází plocha $0,5625 \text{ m}^2$ a to by znamenalo $11\,250 \text{ Kč}$. A to je cena pouze za samotný substrát *bez* výroby antény, dopravy, ceny fázových posouvačů, konektorů a dalšího nezbytného vybavení. Pro nejdražší zmiňovaný substrát s cenou $180\,000 \text{ Kč/m}^2$ by se cena použitého materiálu vyšplhala při ploše asi $0,25 \text{ m}^2$ dokonce až na extrémních $45\,000 \text{ Kč}$! Něco takového je samozřejmě nepřijatelné a problém bylo třeba efektivně vyřešit. Vhodné je podotknout, že ceny poskytl česká společnost PragoBoard s.r.o a ceny jsou platné k podzimu roku 2018.

Závěrem je dobré si vzpomenout také na tloušťku substrátu (viz kapitola [3.1.2](#) a Tab. 3.2). *S vyšší tloušťkou klesají nároky vyplývající ze vstupní impedance flíčku a rovněž dochází ke zvyšování vyzářovací účinnosti.* Pokud je navíc potřeba co nejvíce omezit ztráty způsobené povrchovými vlnami, je dobré si předem ze známé výšky substrátu vypočítat kritický kmitočet dominantního vidu. To lze díky obecně známému vztahu (4.3) pro výpočet kritického kmitočtu dominantního vidu obdélníkového rezonátoru (substrát mezi dvěma měděnými deskami jako rezonátor). Jelikož se strukturou šíří vlna TM_{010} , hraje při výpočtu roli pouze parametr b – tedy výška substrátu. Jak je v tomto případě patrné, *vliv povrchových vln* při pracovním kmitočtu $437,24 \text{ MHz}$ a tloušťce substrátu $1,524 \text{ mm}$ *není možný*, neboť pracovní kmitočet se pohybuje v řádově nižších číslech. [9]

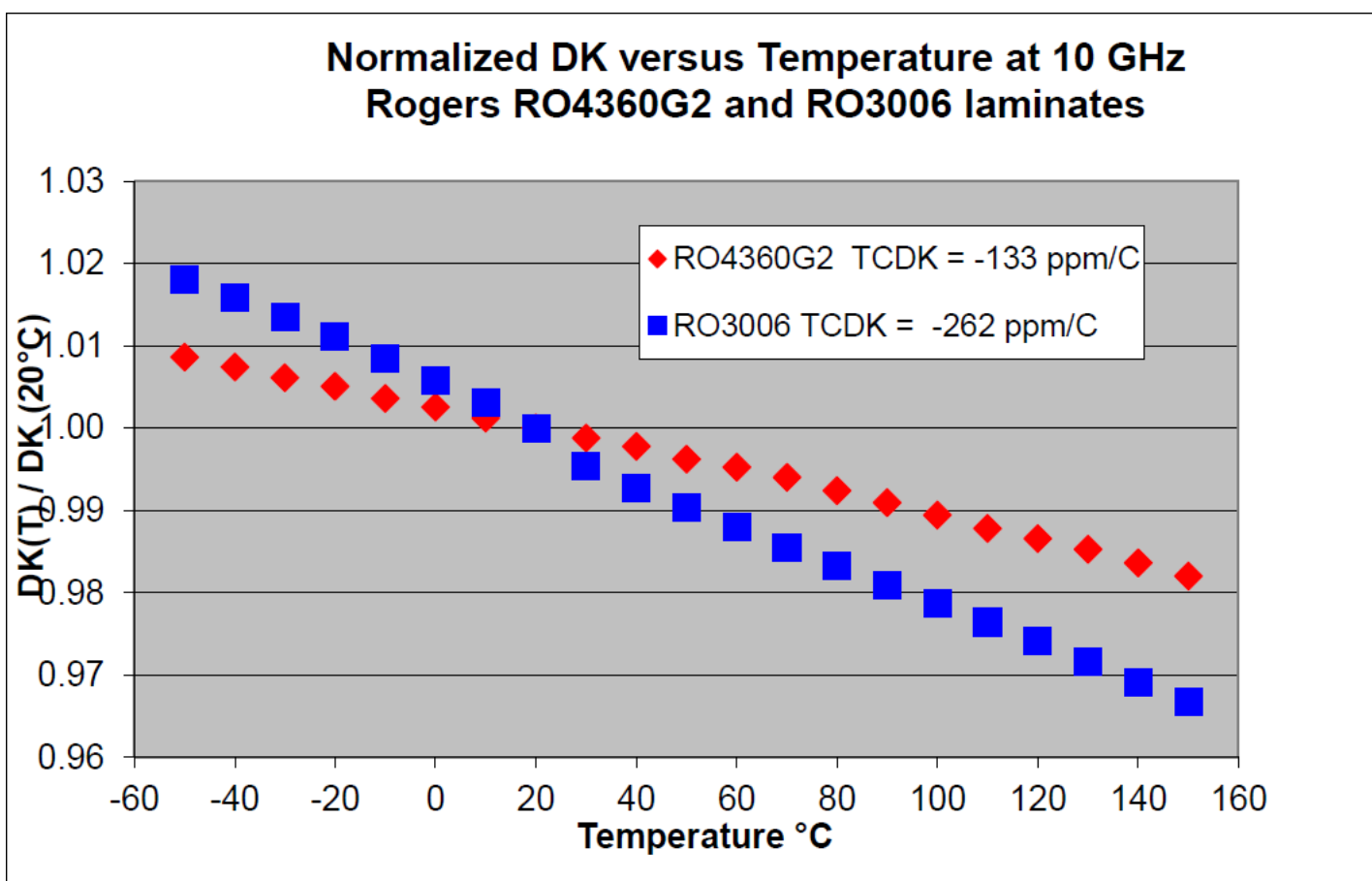
$$f_{krit} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{d}\right)^2} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot \sqrt{6,45}} \sqrt{\left(\frac{1}{1,524 \cdot 10^{-3}}\right)^2} = 38,754 \text{ GHz} \quad (4.3)$$

Simulacemi však byly zjištěny problémy spojené se substráty s malou výškou (kolem $0,7 \text{ mm}$). Aplikace těchto substrátů vykazovala nezanedbatelnou ztrátu zisku a zhoršení impedančního přizpůsobení mikropáskové antény. Vlnu lze přikládat velmi složitému a špatnému „vyladění“ anténních struktur, které se se při realizaci na takto tenkém substrátu stávají vysoce rezonanční. Simulacemi tak bylo ověřeno, že pro danou aplikaci je takřka nemožné realizovat anténní řadu na substrátu s tloušťkou menší než přibližně $1,5 \text{ mm}$. Bohužel se ale substráty s vyšší tloušťkou stávají cenově velice nákladné.

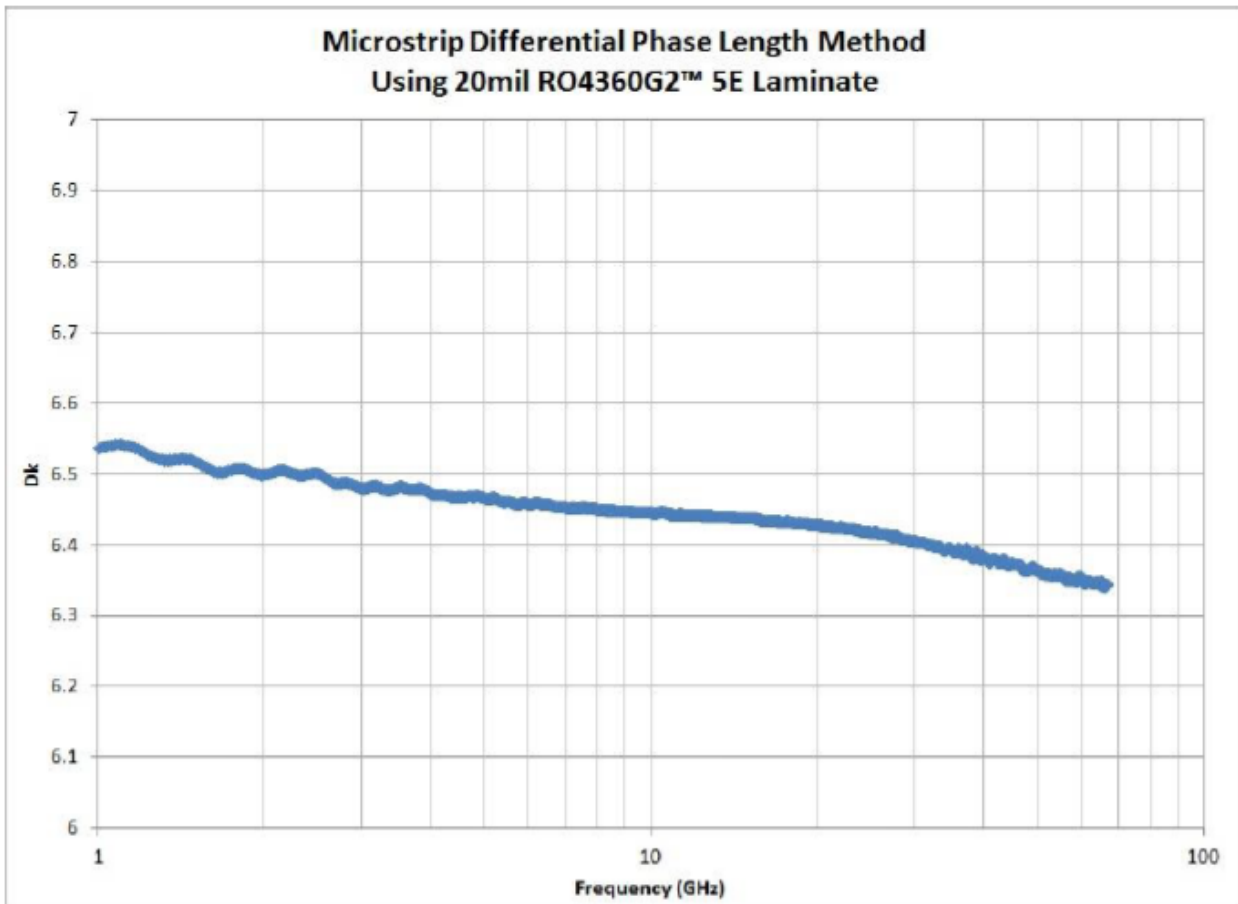
4.2.1 Rogers RO4360G2™

Společnost Rogers Corporation nabízí možnost získání *bezplatného vzorku* substrátu s maximálními rozměry 223x305 mm pro nekomerční účely (vědecké či studijní). Podařilo se mi však přesvědčit obchodní oddělení o zaslání vzorku s dvojnásobnou velikostí, tedy s rozměry 457x610 mm a tloušťkou 1,524 mm. Po delší komunikaci s účelem určení cílových vlastností substrátu mi bylo zaslíbeno *bezplatné zaslání substrátu Rogers RO4360G2*. Jelikož měl navíc výrobce v jednom z evropských skladů tento substrát k dispozici, a to dokonce o větších celkových rozměrech, byl mi přislíben a zaslán zdarma vzorek o *celkové velikosti 533x610 mm a tloušťce 1,524 mm*.

Jak již bylo zmiňováno, relativní permitivita substrátů je závislá ještě navíc na pracovním *kmitočtu* a na *teplotě*. Pro opravdu přesný návrh je tedy nutno zahrnout veškeré faktory a na rozdíl od frekvenční závislosti ztrátového činitele, který je automaticky přepočítáván simulačním softwarem, je nutno si vyžádat dodatečné katalogové listy od výrobce a vlivy frekvence i teploty odečíst z *přiložených charakteristik* (zdrojová data bohužel dostupná nejsou). [11] [12]



Graf 4.1 – Závislost relativní permitivity substrátu Rogers RO4360G2 na teplotě [12]



Graf. 4.2 – Závislost relativní permitivity substrátu Rogers RO4360G2 na frekvenci [12]

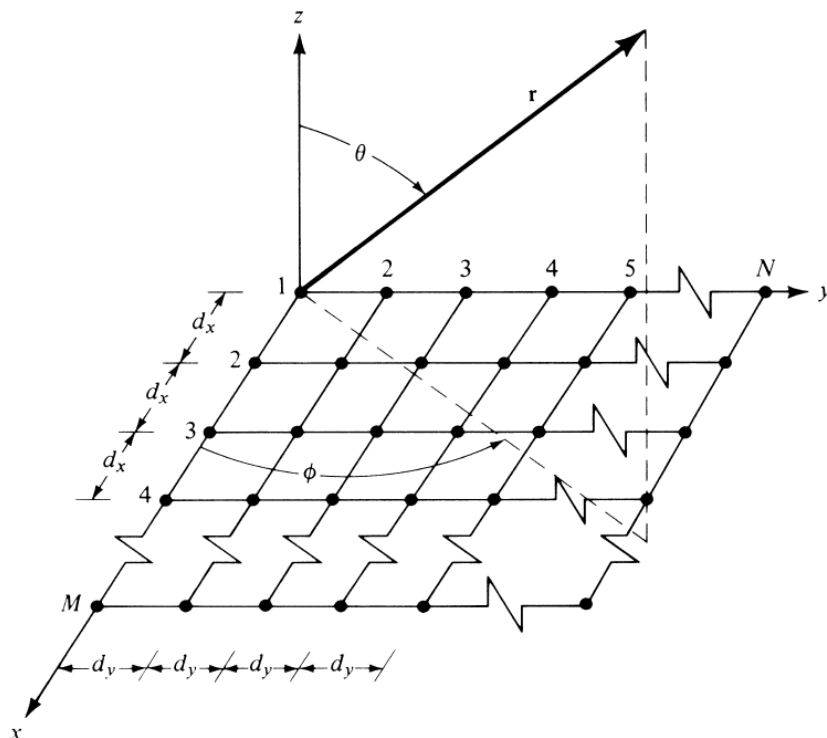
Neméně důležitá je udávaná teplotní závislost, jež je platná pouze při pracovním kmitočtu 10 GHz a frekvenční závislost je platná pouze pro substráty s tloušťkou asi 0,5 mm (20 mil). Navíc se jedná o relativní permitivitu stanovenou měřicí metodou *IPC-TM-650 2.5.5.5*, která je vhodnější především pro planární vedení (pro anténní aplikace je lepší řídit se dle „*Design Dk*“). Po řadě zohlednění vzájemných závislostí ovšem byla stanovena výsledná permitivita substrátu *RO4360G2™* jako $\epsilon_r = 6,45 \pm 0,05 \%$. Hodnota je platná v rozsahu teplot $-40 \text{ }^\circ\text{C} \div 60 \text{ }^\circ\text{C}$ při pracovním kmitočtu 1 GHz (nejblíže k pracovnímu kmitočtu 437,24 MHz).

4.3 Fázový posuv

Fázové posouvače jsou nezbytnou součástí fázované anténní řady. Zajišťují totiž nezbytný *elektrický posuv fáze buzení* a tím vyzařování do požadovaného směru či výběr libovolné polarizace. Aby byl ale plně pochopen princip jejich činnosti, je třeba nejprve osvětlit některé analytické úvahy a výpočty.

4.3.1 Numerický výpočet

Plné analytické odvození lze nalézt v odborné literatuře [9]. Pro účely této práce se ovšem postačuje zaměřit na samotné výsledky, které jsou důležité pro konečný návrh fázované anténní řady.



Obr. 4.2 - Obecná lineární řada [9]

- a) Pro obecnou anténní řadu (prvky jen ve směru vodorovné osy) platí, že pokud je vyžadováno vyzařování v rozmezí $\theta_0 = 0^\circ \leq \theta_0 \leq 180^\circ$ (úhel θ viz obrázek výše, tedy elevační úhel), pak musí být zajištěn vzájemný elektrický fázový posuv (rozdíl/diference) buzení mezi jednotlivými prvky řady s označením β (4.4). [9]

$$\Psi = k \cdot d \cdot \cos\theta + \beta|_{\theta=\theta_0} = k \cdot d \cdot \cos\theta_0 + \beta = 0 \Rightarrow \beta = -k \cdot d \cdot \cos\theta_0 \quad (4.4),$$

kde k – konstanta šíření (z angličtiny jako „Propagation constant“ či „Wave phase constant“) a d – značí vzdálenost mezi jednotlivými prvky řady.

Pro ověření vypočtených výsledků je pak vhodné ještě použít reverzní vztah pro výpočet hlavního vyzařovacího směru z velikosti fázové difference β . (4.5)

$$\theta_{MAX} = \cos^{-1} = \left(\frac{\lambda \cdot \beta}{2 \cdot \pi \cdot d} \right) \quad (4.5)$$

Příklad výpočtů pak může vypadat například následovně:

Požadavkem je vyzařování s úhlem $\theta = 10^\circ$ (což znamená elevaci 80° - viz Obr. 4.2). To v obloukové míře činí asi 1,39 rad. Vzdálenost mezi prvky je už dříve zmiňovaná délka půlvlnného vedení, pracovní kmitočet i výběr substrátu (respektive relativní permitivita) vyplývá z předchozích kapitol a je tedy možno psát:

$$\lambda = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{437,24 \cdot 10^6 \cdot \sqrt{6,45}} = 0,2715 \text{ m} \Rightarrow \frac{\lambda}{2} = d = 135,7 \text{ mm} \quad (4.6)$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{0,1357} = 23,138 \text{ rad/m} \quad (4.7)$$

$$\beta = -k \cdot d \cdot \cos\theta = (-23,138) \cdot 0,1357 \cdot \cos 1,39 = -3,093 \text{ rad} = -177,265^\circ \quad (4.8)$$

$$\theta_{MAX} = \cos^{-1} \left(\frac{\lambda \cdot \beta}{2\pi \cdot d} \right) = \cos^{-1} \left(\frac{0,2715 \cdot -3,093}{2\pi \cdot 0,1357} \right) = 0,174 \text{ rad} = 10^\circ \quad (4.9)$$

Jak ukazuje vztah (4.8), velikost fázové difference (úhel β musí být vždy mezi všemi flíčky *současně*), přiváděné na jednotlivé prvky obecné planární řady (jen ve směru osy y), musí být rovna $-177,265^\circ$ tak, aby směr vyzařovaného maxima (elevační úhel) dosahoval velikosti 80° . Rovnice (4.9) pak už jen zpětně ověřuje platnost výsledků.

- b) Pro planární řadu s prvky řazenými jak *ve vertikální*, tak *v horizontální* ose, jako je tomu v případě tohoto projektu, je ovšem situace poněkud složitější. Fázová *diference* mezi prvky musí být totiž *rozdílná* pro flíčky ve směru horizontální osy a jiná pro flíčky ve směru osy vertikální (4.10) (4.11). To umožňuje jak volbu azimutu (úhel Φ), tak volbu elevace (úhel θ), viz Obr. 4.2. Pro vztahy musí platit $\theta_0 = 0^\circ \leq \theta_0 \leq 180^\circ$ a $\Phi_0 = 0^\circ \leq \Phi_0 \leq 360^\circ$ [9] a pak lze rovnou psát:

$$\Psi_x = k \cdot d_x \cdot \sin\theta_0 \cdot \cos\Phi_0 + \beta_x \Rightarrow \beta_x = -k \cdot d_x \cdot \sin\theta_0 \cdot \cos\Phi_0 \quad (4.10)$$

$$\Psi_y = k \cdot d_y \cdot \sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0 + \beta_y \Rightarrow \beta_y = -k \cdot d_y \cdot \sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0 \quad (4.11)$$

Pro ověření vypočtených fázových rozdílů, pak lze opět použít reverzních vztahů pro zjištění maximálních vyzařovacích úhlů (4.12) (4.13):

$$\theta_{MAX} = \cos^{-1} \cdot \left(\frac{\sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0}{\sin\Phi_0} \right) \quad (4.12)$$

$$\Phi_{MAX} = \tan^{-1} \cdot \left(\frac{\sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0}{\sin\theta_0 \cdot \cos\Phi_0} \right) \quad (4.13)$$

Pro názornost je zde opět příklad:

Požadavkem je vyzařování s elevačním úhlem 10° ($\theta = 80^\circ = 1,39 \text{ rad}$) a azimutem 90° ($\Phi = 90^\circ = 1,57 \text{ rad}$) – viz Obr. 4.2. Vzdálenost mezi prvky je stále délka půlvlnného vedení, pracovní kmitočet i relativní permitivita substrátu zůstávají. Dle (4.6) je $d = 135,7 \text{ mm}$ a konstanta šíření dle (4.7) je $k = 23,138 \text{ rad/m}$. Pak:

$$\beta_x = -k \cdot d_x \cdot \sin\theta_0 \cdot \cos\Phi_0 = (-23,138) \cdot 0,1357 \cdot \sin 1,39 \cdot \cos 1,57 = 0 \text{ rad} = 0^\circ \quad (4.14)$$

$$\beta_y = -k \cdot d_y \cdot \sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0 = (-23,138) \cdot 0,1357 \cdot \sin 1,39 \cdot \sin 1,57 = -3,09 \text{ rad} = -177,265^\circ \quad (4.15)$$

$$\theta_{MAX} = \cos^{-1} \cdot \left(\frac{\sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0}{\sin\Phi_0} \right) = \cos^{-1} \cdot \left(\frac{\sin 1,39 \cdot \sin 1,57}{\sin 1,57} \right) = 1,39 \text{ rad} = 80^\circ \quad (4.16)$$

$$\Phi_{MAX} = \tan^{-1} \cdot \left(\frac{\sin\theta_0 \cdot \sin\Phi_0}{\sin\theta_0 \cdot \cos\Phi_0} \right) = \tan^{-1} \cdot \left(\frac{\sin 1,39 \cdot \sin 1,57}{\sin 1,39 \cdot \cos 1,57} \right) = 1,57 \text{ rad} = 90^\circ \quad (4.17)$$

Jak ukazuje rovnice (4.14), fázový posuv mezi prvky ve vodorovné ose musí být nulový a dle (4.15) je patrné, že fázová diference mezi prvky v ose y musí být $-177,265^\circ$ tak, aby anténí řada v daných podmínkách vyzařovala s azimutem 0° a elevací 10° . Rovnice (4.16) a (4.17) opět jen zpětně ověřují platnost dosažených výsledků.

- c) Další tematikou úzce související s fázovým posuvem je pojem *Array Factor*, který byl již zmíněn v kapitole 3.1.1. Jeho velikost lze totiž numericky zjistit na základě fázového rozdílu β . Jelikož je navíc anténní řada v tomto případě perfektně symetrická, lze použít zjednodušený vztah platný pouze pro obecnou lineární řadu (pro výpočet pouze v jedné ose) a výsledek pak jednoduše zdvojnásobit či lze vypočítat array factor zvlášť pro vertikální a zvlášť horizontální osu (4.18) (4.19) a výsledky pak vzájemně sečíst (4.20). Pro výpočet lze použít libovolný úhel β , který však splňuje podmínky z a) a b) této kapitoly. Symboly N a M značí počet prvků ve směru dané osy (v tomto případě tedy $N = 2$; $M = 2$). [9]

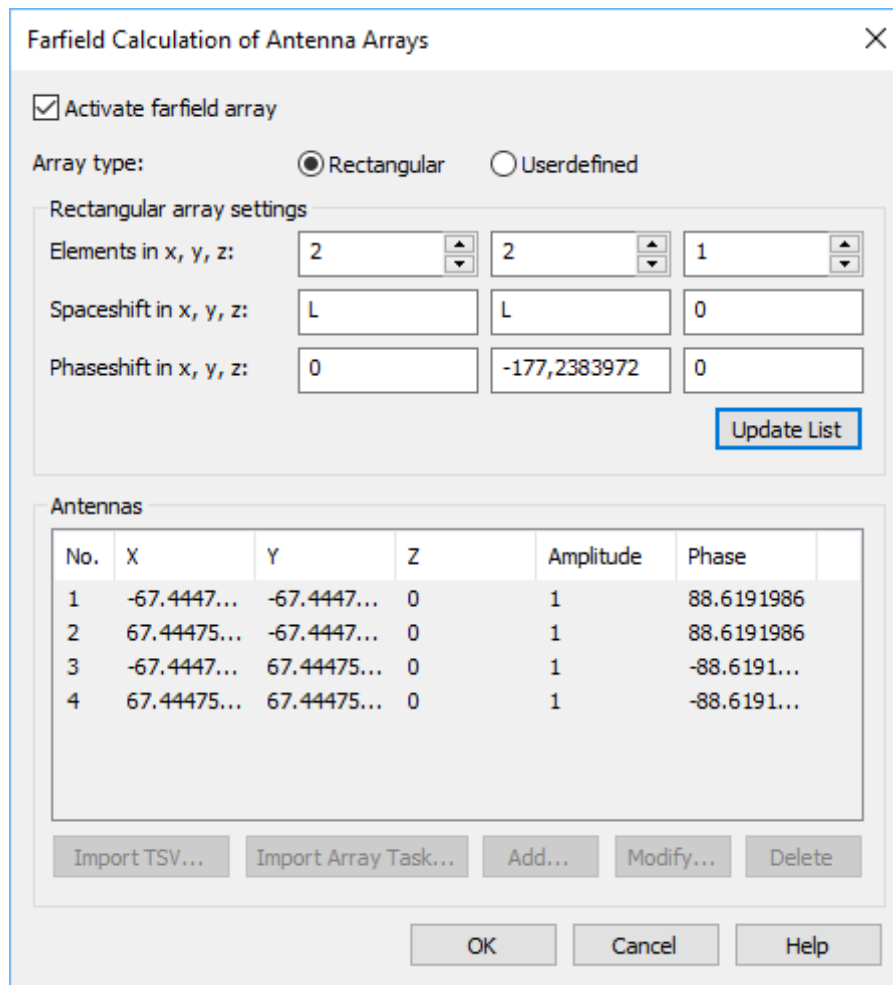
$$AF_X = \frac{\sin \frac{N \cdot \beta}{2}}{\sin \frac{\beta}{2}} = \frac{\sin \frac{2 \cdot (-3,09)}{2}}{\sin \frac{-3,09}{2}} = 1,999 [-] \quad (4.18)$$

$$AF_Y = \frac{\sin \frac{M \cdot \beta}{2}}{\sin \frac{\beta}{2}} = \frac{\sin \frac{2 \cdot (-3,09)}{2}}{\sin \frac{-3,09}{2}} = 1,999 [-] \quad (4.19)$$

$$AF = AF_X AF_Y = 1,999 \cdot 1,999 = 3,997 [-] \quad (4.20)$$

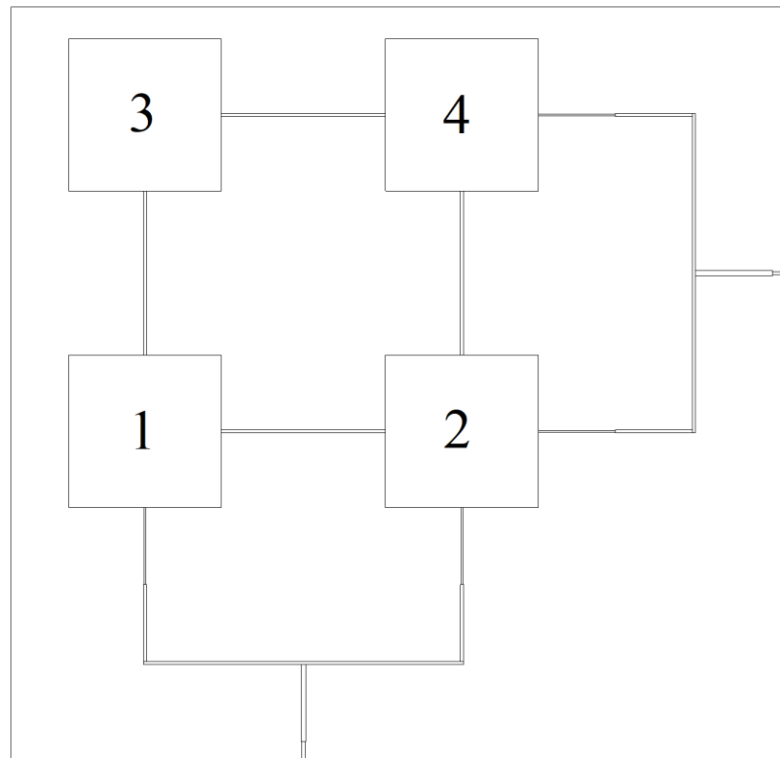
Výsledky ovšem nejsou vůbec překvapivé. Pro anténní řadu 2x2 je přirozené, že i činitele řady budou číselně rovny počtu prvků v daném směru osy. Celkový array factor je pak výsledkem součinnosti činitelů v obou směrech. Výsledky (4.18) - (4.20) jsou postiženy zaokrouhlovací chybou.

- d) Aby byla navíc ještě ověřena platnost výsledků dosažených v bodech b) a c) této kapitoly, je vhodné provést *ověření v simulačním softwaru*. V případě této práce byl hojně používán vlnový simulátor *CST Microwave Studio*. V nabídce vyřešeného projektu se pod pojmem „Farfield plot properties“ ukrývá funkce „Array Factor“. Ta umožňuje vytvoření fiktivní anténní řady založené na základě jednoho skutečně vytvořeného, libovolného a odsimulovaného anténního prvku. V tomto případě lze tedy použít *libovolný čtvercový flíček*. V tuto chvíli jde pouze a jen o *ověření směrového chování* anténní řady. Vlnový simulátor pak provede vlastně stejné výpočty jako v případě (4.18) - (4.20). Zadat potřebuje pouze počet prvků ve směru osy x, y a stejně tak fázovou diferencii β v těchto směrech (4.14), (4.15).



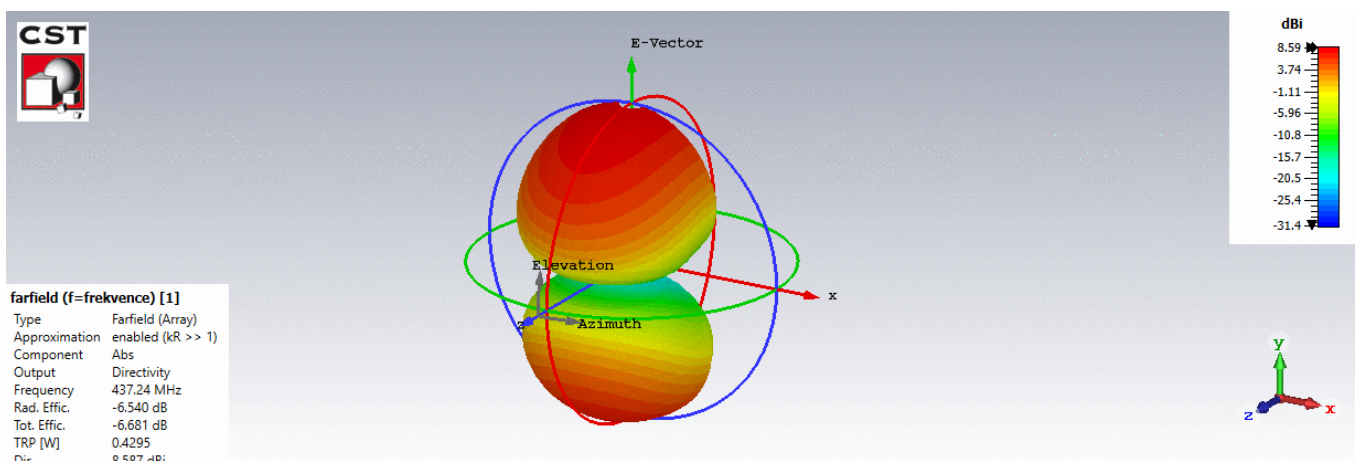
Obr. 4.3 – Nastavení fiktivní anténní řady v programu CST Microwave Studio

Jak je patrné, v tomto případě byla vytvořena řada 2x2 s fázovými posuvy získanými z rovnic (4.14) a (4.15). Pokud je zajištěna stejná fáze na 1. a 2. prvku řady rovna zhruba 88° , a současně na 3. a 4. prvku stejná fáze zhruba -88° , pak je splněna podmínka fázové difference $\beta_x = 0^\circ$ i $\beta_y = -177^\circ$. Mezi prvky 1, 2 a současně mezi prvky 3, 4 je fázový rozdíl 0° (osa x) zatímco mezi prvky 1, 3 a 2, 4 je fázový rozdíl -177° (osa y). Stejně tak by ale bylo možné přivést na 1. a 2. flíček fázi např. 0° a na flíček 3 a 4 fázi 177° . I tak by byly fázové podmínky splněny. Pro lepší přehled pozice prvků je tu následující obrázek.



Obr. 4.4 – Umístění jednotlivých prvků anténní řady

Po potvrzení dialogového okna provede vlnový simulátor výpočet zadané anténní řady a zobrazí vyzařovací charakteristiku, u které by měl azimut i elevace odpovídat počátečnímu zadání. Jak je patrné z obrázku níže, platnost vypočtených výsledků v bodech b) a c) byla touto simulací plně ověřena.

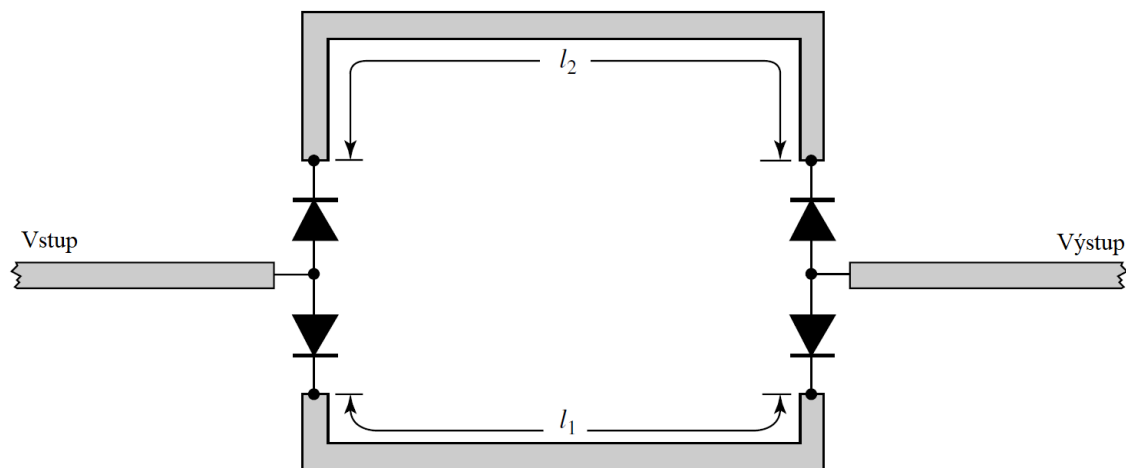


Obr. 4.5 – Elevační vyzařovací charakteristika fiktivní anténní řady

4.3.2 Fázové posouvače

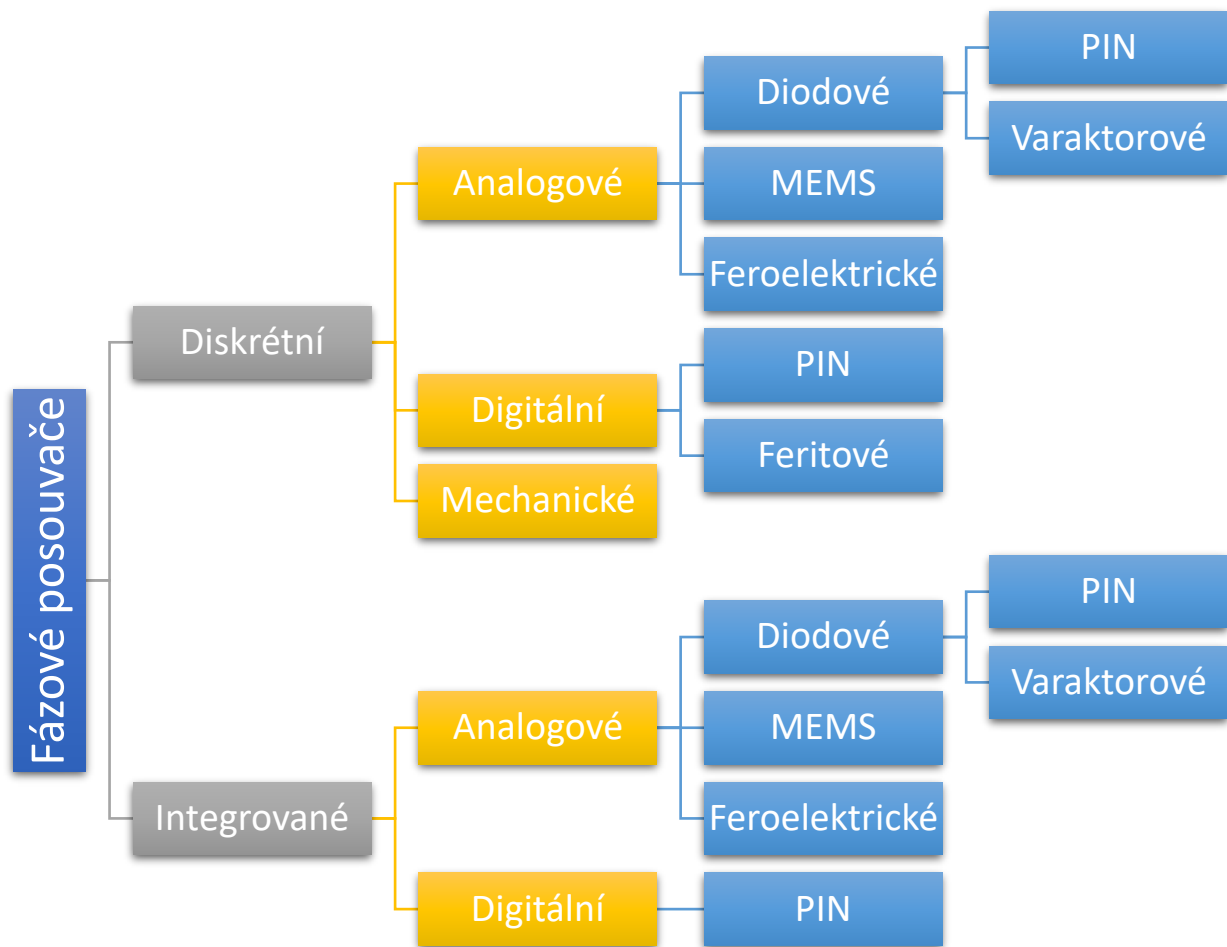
Pro zajištění fázových podmínek představených v předchozí kapitole je zapojení nutno doplnit o *fázové posouvače* (v angličtině také jako „*Phase Shifters*“ či „*Phasers*“). Tato kapitola se proto věnuje pasivním posouvačům, technologií jejich provedení a principu jejich činnosti.

Pro vysvětlení činnosti funkce lze uvést jednoduchý příklad na obrázku níže. Zde je fázový posouvač tvořený z PIN diod, které jsou řízeny analogovým stejnosměrným napětím obvykle v rozsahu 0 - 30 V nebo řízeny příkazy skrze D/A převodník. *Spínáním diod dochází k výběru jedné či druhé cesty*, tvořené vedeními o různých délkách. Jak je známo, vlna šířící se vedením mění svoji fázi, a tudíž lze dle délky vedení i ovlivnit, o kolik se fáze změní na jeho konci. Řešení je to velmi jednoduché a přímočaré. Vhodnou volbou délek l_1 , l_2 a pracovního kmitočtu ale umožňuje toto provedení flexibilní volbu fázového posuvu. V praxi se pak používá několik těchto PIN fázových posouvačů najednou k pokrytí většího fázového rozsahu (např. 0 - 180 °). [9] [10]



Obr. 4.6 – Obecný fázový posouvač tvořený PIN diodami [9]

Pasivní fázové posouvače lze dělit hned z několika hledisek. Pro přehlednost je vhodné v první řadě uvést stromovou strukturu, ve které jsou zaznamenána různá technologická řešení. [10]



Diskrétní provedení fázových posouvačů znamená takovou konstrukci, kdy je posouvač veden jako jeden samostatný blok vybavený řídicími a *koaxiálními konektory*. Takové řešení je tedy vhodné jen při propojení flíčků anténní řady pomocí koaxiálních kabelů. *Integrované* řešení naopak představuje fázový posouvač jako jedinou součástku v podobě integrovaného obvodu ve standardním pouzdře s řadou vývodů pro řízení fáze elektrickým napětím či vstupně/výstupními piny. Takový posouvač se pak jen vhodně umístí *mezi propojovací vedení* dvou flíčků. V rámci omezení dalších ztrát je třeba dbát na 50Ω impedanční přizpůsobení, a proto je třeba flíčky propojit dvěma přesně navrženými čtvrtvlnnými transformátory (respektive půlvlnnými vedením).

Digitální fázové posouvače umožňují změnu fáze jen po určitých krocích. Nejmenší fázový krok je dán počtem bitů každého posouvače a vyjadřuje jej vztah $360^\circ/2^n$. Pro 5bitový digitální posouvač je pak tedy tento nejmenší krok roven $360^\circ/2^5 = 11,25^\circ$ a posouvač může měnit fázi v krocích 180° ; 90° ; 45° ; $22,5^\circ$; $11,25^\circ$, čímž se samozřejmě dopouští *fázové chyby*. Pro případ této diplomové práce je proto tento typ posouvačů

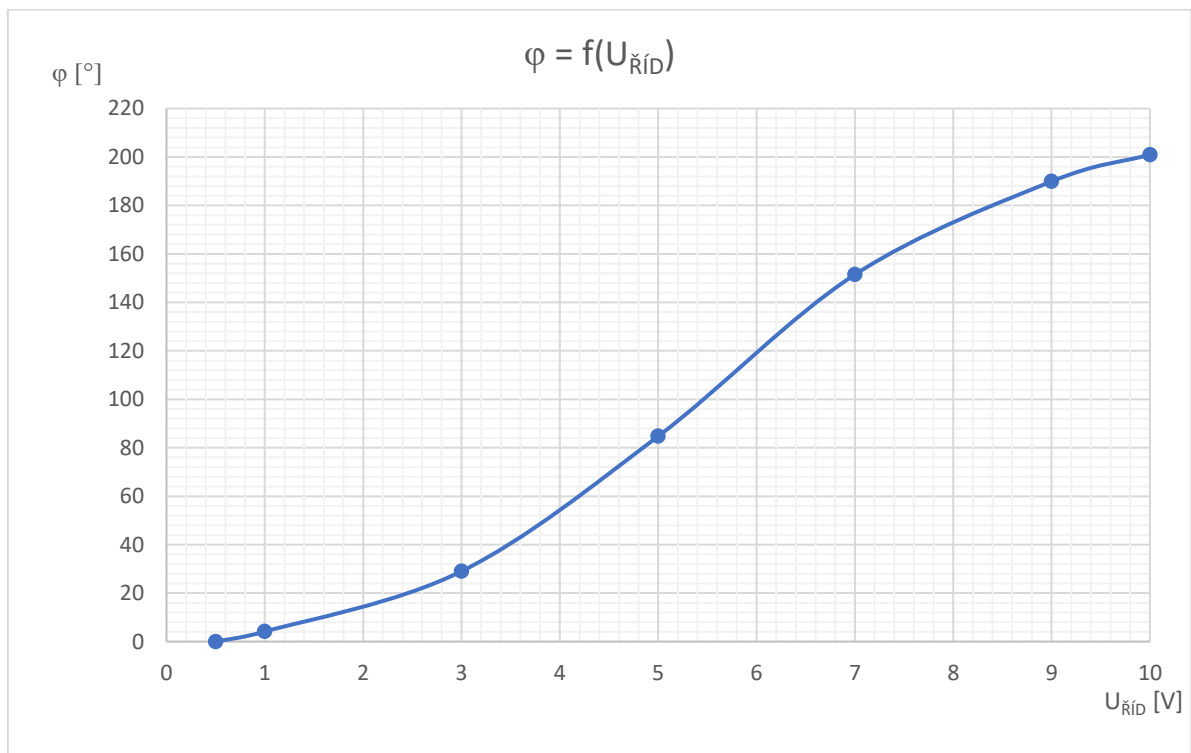
nevhodný, neboť je fázi třeba řídit v krocích daných požadavkem na azimut ($0^\circ - 360^\circ$) a elevaci ($10^\circ - 90^\circ$) vyzařování. Samozřejmě by šel použit vícebitový fázový posouvač (dnes standardně i 9bitový), ale jejich cena s počtem bitů rapidně roste. Zároveň toto řešení trpí velkým vložným útlumem (minimálně 3 dB; typicky 6-7 dB). Naopak *analogové* fázové posouvače umožňují plynulou změnu fáze vlivem změny analogového stejnosměrného řídicího napětí (či vlivem délky analogového pulsu), a tudíž jsou pro tuto aplikaci *nejvhodnější*. Dále vykazují nižší vložný útlum (bez problému do 1,5 dB) a také nižší cenu. Nicméně analogové fázové posouvače umožňují změnu fáze obvykle o „pouhých“ 180° (oproti 360° u digitálního provedení), ale dle *předběžných* výpočtů (4.12) – (4.15) *není* pro tuto aplikaci *větší posuv potřeba*. Proto se dělení bude zabývat už jen tímto analogovým řešením. Zvláštní skupinou jsou navíc ještě mechanické fázové posouvače, kde je změna fáze zajišťována mechanickým otáčením knoflíku. Pro účely této práce je ovšem toto řešení zřejmě naprosto nepoužitelné. Za zmínku také stojí ještě digitální feritové posouvače, které jsou díky velkým spínaným výkonům používány k realizaci radarových fázovaných anténních řad.

Analogové posouvače lze pak ještě dělit dle technologie jejich výroby. *Diodové* posouvače jsou dnes patrně nejpoužívanějším řešením pro kmitočty do 2 GHz. Rychlost spínání je v jednotkách ns a zvládnou výkon i desítek W, zatímco klidový příkon je přijatelný (do 100 mW). Diodové posouvače realizované *PIN diodami* vykazují velmi nízký vložný útlum (kolem 1 dB), *varaktorové* posouvače pak vykazují o něco vyšší vložný útlum, ale výhodou je nižší řídicí napětí a nižší klidový příkon. *MEMS* posouvače vynikají nízkým vložným útlumem podobně jako diodové PIN, jsou velmi lehké, rychlost reakce v řádu desítek μs , nízký řídicí příkon, ale nejsou příliš spolehlivé. Poslední skupinu tvoří *feroelektrické* fázové posouvače. Ty jsou charakteristické svojí nízkou hmotností, nízkými výkony i příkony, vyšším vložným útlumem (3 dB a více) a jsou teplotně nestabilní. [9] [10]

Dělení nemusí být v tomto případě úplně kompletní, ovšem tato práce není na takovou tematiku zaměřena. Alespoň pro částečnou orientaci v problematice fázových posouvačů je ale zcela dostatečné. Z tohoto dělení tak poté vychází jako nejideálnější řešení pro aplikaci této práce použití *analogového fázového posouvače realizovaného PIN diodami* především z důvodů plynulé změny fáze s nízkým vložným útlumem a nízkou cenou.

4.3.2.1 Mini-Circuits JSPHS-446+

JSPHS-446+ je název úzkopásmového fázového posouvače společnosti Mini-Circuits. Jedná se o integrovaný, analogový posouvač, tvořený PIN diodami s rozsahem pracovních kmitočtů 366 MHz – 446 MHz. Umožňuje změnu fáze přibližně až o 200 ° a vykazuje nízký vložný útlum (typicky 1,2 dB, maximálně 2,5 dB) s velmi nízkou cenou (38 \$/ks - asi 850 Kč/ks; údaje platné k únoru 2019). Rozsah pracovních teplot je od -40 °C až do 85 °C (vhodné i do arktických oblastí), maximální vstupní výkonová úroveň je 20 dBm. Dle výrobce je tato řada posouvačů navíc reciproční a je tak při zapojení možno prohodit vstupně/výstupní piny. Maximální řídicí napětí je 20 V (provozní řídicí napětí však v rozsahu 0 – 12 V). Následující graf zobrazuje napěťovou závislost změny fáze při kmitočtu 446 MHz. [13]



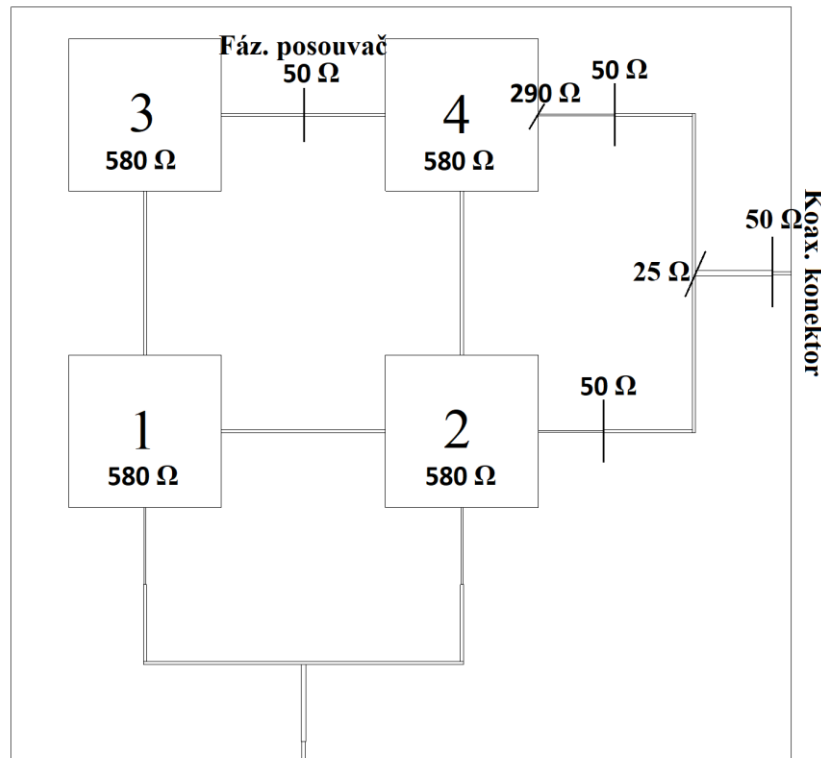
Graf 4.3 - Závislost změny fáze posouvače Mini-Circuits JSPHS-446+ na řídicím napětí [13]

Jak je patrné ze všech vlastností tohoto konkrétního posouvače, jedná se o vyhovující řešení z hlediska návrhu aplikace této kvalifikační práce, a proto byl vybrán k realizaci fázových posuvů.

4.4 Impedanční přizpůsobení

V kapitole [4.2](#) bylo rozebráno něco více o impedancích mikropáskových antén a o potřebě jejich impedančního přizpůsobení. Nyní ovšem nastává chvíle, kdy je třeba zvolit vhodnou *metodu* přizpůsobení tak, aby splňovala veškeré požadavky. Nejdříve je však nutné všechny tyto požadavky a podmínky definovat.

Pro ilustraci je zde znovu příklad jednoho čtvercového flíčku na substrátu RO4360G2TM se vstupní impedancí kolem 580Ω a topologií anténní řady z Obr. 4.1 či Obr. 4.4 - s očíslovanými anténními prvky. Všechny flíčky jsou vzájemně propojeny půlvlnnými vedeními (tedy *dvěma čtvrtvlnnými transformátory*). Přesně mezi tyto transformátory je třeba umístit fázové posouvače (jejich přesné rozložení a zdůvodnění je k nalezení v kapitole [4.5.3](#)). Tzn., že aby bylo zajištěno impedanční přizpůsobení fázových posouvačů, *musí být přizpůsobena vstupní impedance flíčku na 50Ω* . Sériově propojená dvojice flíčků se pak chová jako *paralelní spojení dvou impedancí* a to znamená, že na *výstupech/vstupech flíčků 1, 2 a 4 by měla být vstupní impedance poloviční* (tzn. $580/2 = 290 \Omega$). Na výstupech/vstupech flíčků je nutno počítat s dalším umístěním fázových posouvačů, což znamená opětovné přizpůsobení na 50Ω a propojení pomocí dalších pomocných vedení. To představuje *další paralelní spojení rezistorů* ($50/2 = 25 \Omega$) a nakonec už zbývá jen *poslední impedanční přizpůsobení na 50Ω konektor*. Situace je poměrně dosti složitá a lépe ji popisuje následující obrázek. I přesto, že se může tato ilustrační topologie lehce lišit od konečného řešení (meandrování napáječů, výřezy v hranách flíčků, ...), princip impedančního přizpůsobení zůstává naprosto stejný jako v tomto příkladu. Zároveň je dobré zdůraznit, že *takové chování je pouze předpokládáno* na základě teoretických poznatků získaných v [9]. Přesné řešení lze nalézt až při simulacích či měřeních vyrobené anténní řady.



Obr. 4.5 - Princip impedančního přizpůsobení flíčkové anténní řady na substrátu Rogers RO4360G2

V kapitole [4.2](#) již byly představeny principy návrhu čtvrtvlnných transformátorů jakožto způsobu realizace impedančního přizpůsobení a problémů s tím spojených. Jen pro připomenutí, přímé přizpůsobení čtvrtvlnnými transformátory 580Ω flíčku na 50Ω vedení je v případě použitého substrátu *nemožné*.

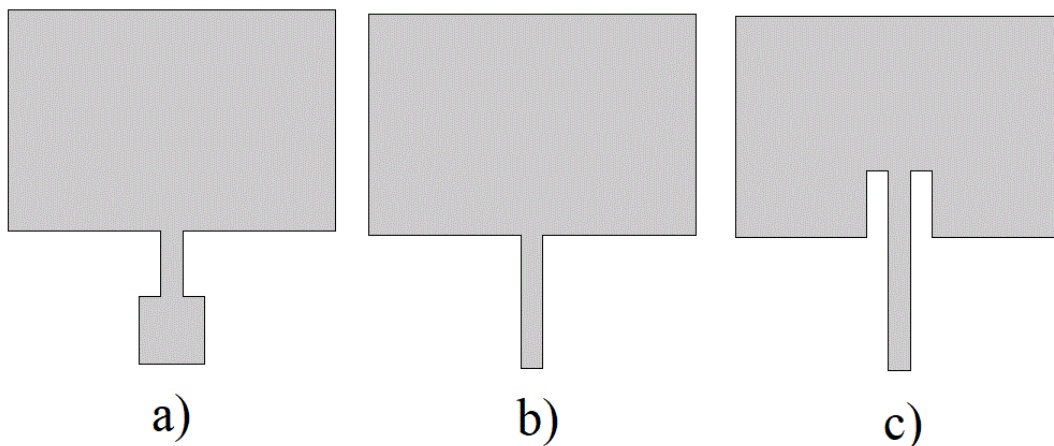
- a) V kapitole [4.2](#) bylo ale také zmíněno, že vstupní impedance flíčků získaná z webových nebo integrovaných kalkulátorů je platná pouze pro bezztrátové substráty a pro substráty ztrátové je situace odlišná. *S vyššími ztrátami totiž klesá velikost vstupní impedance* (viz [3.1](#)). Její velikost však nelze zjistit předem z žádného kalkulátoru a je vždy potřeba provést řadu simulací k jejímu zjištění. Na flíček je třeba připojit půlvlnné mikropáskové vedení se stejně dlouhým budícím portem, čímž je zajištěno sfázování a následně je odečtena velikost vstupní impedance přímo v prostředí simulačního softwaru. Pokud je práce ve stavu, kdy je teprve hledán vhodný substrát k realizaci, stává se celá situace poměrně *komplikovaná a zdlouhavá*. Pokud je však již substrát vybraný, nic nebrání ke zjištění skutečné vstupní impedance flíčku. V případě reálného, ztrátového substrátu RO4360G2TM tak lze prozradit, že jeho *vstupní impedance dosahuje hodnoty pouze*

170 Ω . Takovou impedance už lze za daných podmínek jednoduše přizpůsobit na 50 Ω přibližně pomocí 0,5 mm širokých čtvrtvlnných transformačních vedení (oproti 0,04 mm širokým v případě 580 Ω vstupní impedance). To ovšem není jediné řešení impedančního přizpůsobení a pro úplnost je vhodné rozebrat i další.

- b) Jen málokdy může nastat situace, kdy vstupní impedance flíčku velikostně odpovídá impedanci vedení, které je na něj přivedené. Ovšem i to se může stát, a proto je vhodné tuto situaci zmínit.
- c) Další možností je vytvoření *výřezů* ve struktuře flíčků (tzv. zapuštěné napájení). To umožňuje nalezení vhodnější impedance někde v ploše flíčku (čím blíže ke středu flíčku je výřez umístěn, tím nižší je impedance) a také minimalizaci celkových rozměrů řady. Jedná se vlastně o podobné řešení *jako při napájení flíčku koaxiálními kabely* (viz. Obr. 3.2, kapitola 3.1). Toto řešení přináší však při použití na složitější anténní řadě kromě delší doby simulace ve vlnovém simulátoru také vznik parazitních rezonancí, a nebo vznik nesymetrie ve vyzařovacích charakteristikách. Je totiž potřeba více výřezů na jeden flíček tak, aby byla přizpůsobena vedení ze všech směrů. Dva výřezy pro flíček 3; až tři výřezy pro flíčky 1 a 4; až čtyři výřezy pro flíček 2. To stejné platí při realizaci přizpůsobení koaxiálními kabely jen s tím rozdílem, že místo výřezů je nutno do plochy flíčku vytvořit otvory. K minimalizaci počtu výřezů/otvorů by případně mohlo dojít pouze u flíčků 1, 2 a 4, kde by na jejich vstupech/výstupech možná vystačily jen čtvrtvlnné transformátory (sériově propojená dvojice flíčků – poloviční impedance). Pro koaxiální řešení je nutno nalézt přímo impedanci rovnou impedanci kabelu (50 Ω). Při realizaci mikropáskovým napájením je možnost buď rovnou nalézt požadovanou impedanci a připojit 50 Ω pásek nebo nalézt pouze impedanci vhodnější k transformaci dalším čtvrtvlnným transformátorem až na požadovanou velikost 50 Ω . Postup nalezení požadované impedance někde v ploše flíčku je takřka stejný, jako při zjišťování vstupní impedance celého flíčku (s rozdílem potřeby vytvoření výřezu). Nutno tedy do hry zapojit vlnový simulátor a *postupným, poměrně složitým a časově náročným* postupem impedanci nalézt.

- d) Z čtvrtvlnných transformátorů lze také vytvořit *kaskádní impedanční přizpůsobení*. Vstupní impedanci např. o velikosti $580\ \Omega$ lze transformovat $100\ \Omega$ transformačním vedením na impedanci $17,5\ \Omega$ a tu pak opět transformovat $29,5\ \Omega$ čtvrtvlnným vedením na požadovanou impedanci $50\ \Omega$. Takové řešení lze použít pro samostatný flíček. Pro tuto anténní řadu však nikoliv. Vzdálenost mezi jednotlivými prvky by totiž přesahovala velikost $\lambda/2$, což je v tomto případě *silně nežádoucí* (viz kapitola [4.1](#)).

Obrázek níže zobrazuje alespoň 3 způsoby impedančního přizpůsobení - viz odstavce a), b) a c). Koaxiální napájení bylo již ukázáno na Obr. 3.2 a řešení pomocí kaskádního spojení více $\lambda/4$ transformátorů za sebou je snad zřejmé.



Obr. 4.6 - Způsoby impedančního přizpůsobení a) $\lambda/4$ transformátor; b) Bez dalšího přizpůsobení; c) Zapuštěné napájení [14]

Jak je z předchozích odstavců patrné, každé řešení má své výhody a nevýhody. Jako *nejvýhodnější řešení* se v této situaci ale jeví využít v praxi *nejpoužívanější možnost*, tedy *klasická čtvrtvlnná transformační vedení*. Kromě jednoduchosti návrhu a omezení vzniku jiných nežádoucích vlivů (např. vznik parazitních rezonancí) vynikají také v jednoduchosti jejich výroby (což ostatně platí pro všechna mikropásková vedení včetně využití výřezů). Anténní flíčky je pak možno spolu se všemi propojovacími i přizpůsobovacími vedeními vyleptat na jedinou DPS (pokud vše splňuje rozměrová kritéria), což může značně vylepšit veškeré elektrické vlastnosti kompletní anténní řady. S přihlédnutím k těmto benefitům *bylo rozhodnuto o použití klasických čtvrtvlnných transformátorů, jakožto způsobu impedančního přizpůsobení celé anténní struktury*.

4.5 Realizace funkčního vzorku

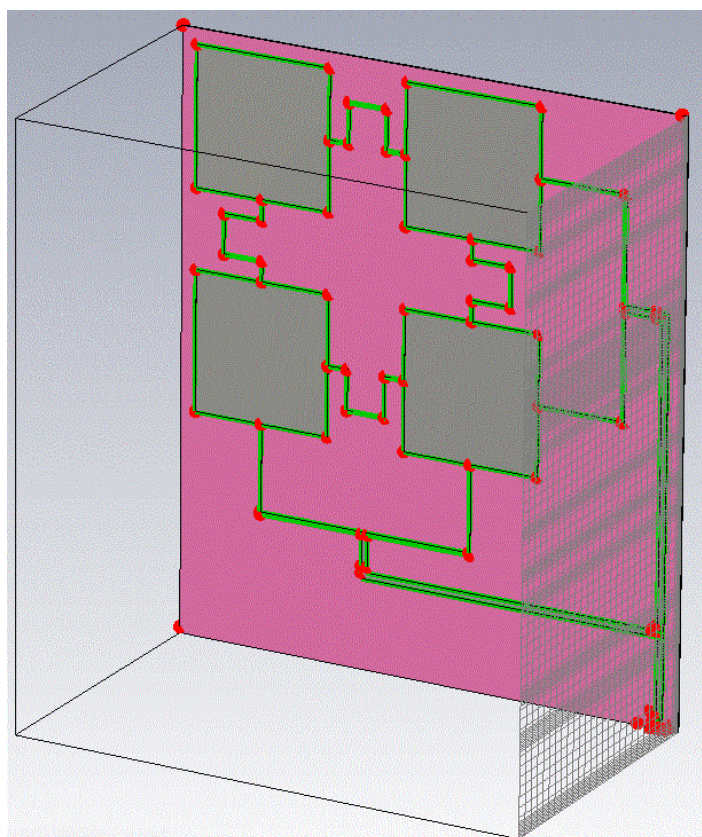
4.5.1 Nastavení CST Microwave Studio

Jak již bylo v této práci zdůrazněno, pro ověření platnosti všech výsledků je nutno využít vlnový simulátor. Jen tak lze zajistit co možná největší shodu navržené a vyrobené anténní řady. V tomto případě byl použit profesionální nástroj *CST Microwave studio 2017* ve studentské verzi (univerzitní licence ZČU FEL Plzeň) a *CST Microwave Studio 2019* v komerční verzi (licence společnosti Rohde & Schwarz Vimperk). Jedná se o velice komplexní nástroj, který je možno využít k návrhu a simulaci celé řady aplikací (mikrovlnné, optické, elektromechanické, vesmírné, EMC/EMI, EDA, ...). Aby pak tento software poskytoval smysluplné výsledky, je nutno poměrně detailně specifikovat a nastavit veškeré *konfigurace*, které by mohly hrát větší roli. Tato kapitola se samozřejmě zabývá jen těmi parametry, které jsou pro danou práci nezbytné a stojí za vysvětlení.

Nastavení začíná, jako v kterémkoliv jiném případě, vytvořením nového projektu. Zde je třeba volit, jaká aplikace bude navrhována a simulována (v tomto případě tedy Mikrovlnná & Radiofrekvenční/Optická - *Antény*). Dále software vyzve k výběru technologie provedení (*planární fličková anténa*) a doporučí vhodný řešič pro danou aplikaci. *Časový řešič* je univerzálnější a postihuje i takové situace, kdy není rezonanční kmitočet navrhované antény zcela jistý. Oproti tomu *frekvenční řešič* je vhodnější pro ostře rezonanční prvky (jako je např. vlnovodný rezonátor), které by časový řešič svým výpočtem zřejmě nepostihнул. Tato anténní řada vykazuje šířku pásma v jednotkách MHz. Tím se struktura dostává někam na pomezí mezi úzkopásmovou a širokopásmovou anténou. *K simulaci byl vzhledem k univerzálnosti zvolen časový řešič*, který byl však při konečné kontrole výsledků konfrontován s výsledky získanými řešičem frekvenčním. Při volbě druhého zmiňovaného řešiče je navíc ještě nutno v jeho nastavení v záložce „Specials“ zaškrtnout políčko „Fit as in Time Domain“, čímž řešič bere v potaz vzájemné frekvenční závislosti počítaných kmitočetů a ztrátového činitele samotného substrátu. Ověřením výsledků získaných dvěma nezávislými typy řešičů tak bylo dosaženo vysoké pravděpodobnosti úspěchu návrhu. [15]

Následuje výběr vyhovující soustavy jednotek a rozsah simulovaných kmitočtů. V tomto případě postačuje rozpětí $(0,8-1,2) \times 437,24$ MHz tak, aby mohly být případně identifikovány i relativně blízké parazitní rezonance. Nakonec průvodce vyzve k určení veličin, které chce uživatel pozorovat (v případě této práce postačuje pole elektrické, magnetické a vzdálené). [15]

Dalším krokem je pak samozřejmě samotný návrh modelu flíčkové antény či celé řady, který zde nebude podrobně popisován. S tím však souvisí volba *diskretizační sítě*, která rozděluje výpočetní prostor na jednotlivé elementy. V jednotlivých elementech pak simulátor počítá veškeré parametry. Důležité je tedy vybrat dostatečně jemnou síť tak, aby dokázala pokrýt i ty nejmenší prvky navrhované antény. Kontrolu lze provést opticky po zapnutí funkce „Mesh View“. Pro časový řešič je na výběr ze sítí Hexahedral (šestihranná), Hexahedral TLM a defaultně nastavená *Hexahedral (legacy)*. Při výpočtu této práce byla s přihlédnutím na rozměry všech prvků řady využita poslední jmenovaná síť s jemností určenou parametrem „*Lower mesh limit*“ nastaveným na hodnotu 31. Pro simulaci jednoho flíčku si pak lze v tomto případě vystačit s hodnotou 9 vzhledem k mnohonásobně menší simulované ploše. [15]



Obr. 4.7 - Funkce Mesh View v CST MW Studio – zelená brava značí „pokrytí“ všech elementů dostatečně jemnou sítí

Nezbytným dílčím krokem je nastavení *okrajových podmínek* (v CST anglicky jako „*Boundaries*“) kolem anténní struktury. Tím je omezen výpočetní prostor a správné nastavení je tedy podstatné z hlediska přesnosti výsledků. V případě planárních antén se doporučuje strukturu obklopit otevřenými okrajovými podmínkami bez dalšího prostoru („open“ nikoliv „open add space“). Pouze ve směru osy z je nutno navíc přidat otevřený prostor („open add space“) o výšce osminy vlnové délky a spodní stranu substrátu označit jako zemní rovinu ($E_t = 0$), čímž je definován *reflektor*. Někdy je ovšem výhodné přidat otevřený prostor kolem všech hran struktury - samozřejmě kromě zemní roviny. Tím lze při simulacích zjistit, zda část výkonu „neuniká“ z hran či z portu patche. Takový únik by se pak projevil ve vyzářovacích charakteristikách jako boční lalok. Vzhledem k použitému pracovnímu kmitočtu, s danými rozměry anténní struktury a při současném použití časového řešiče ale software nejspíše nedokončí simulaci z důvodu dosažení maximálního simulačního času („*Maximum time reached*“). Časový řešič je totiž defaultně nastaven tak, aby měřil v daném časovém intervalu rozdíl vyslaného a přijatého výkonu na portu s přesností -30 dB. Aby simulace proběhla v pořádku, je nutno buď změnit přesnost časového řešiče či zmenšit otevřený prostor v ose Z např. na šestnáctinu vlnové délky [15].

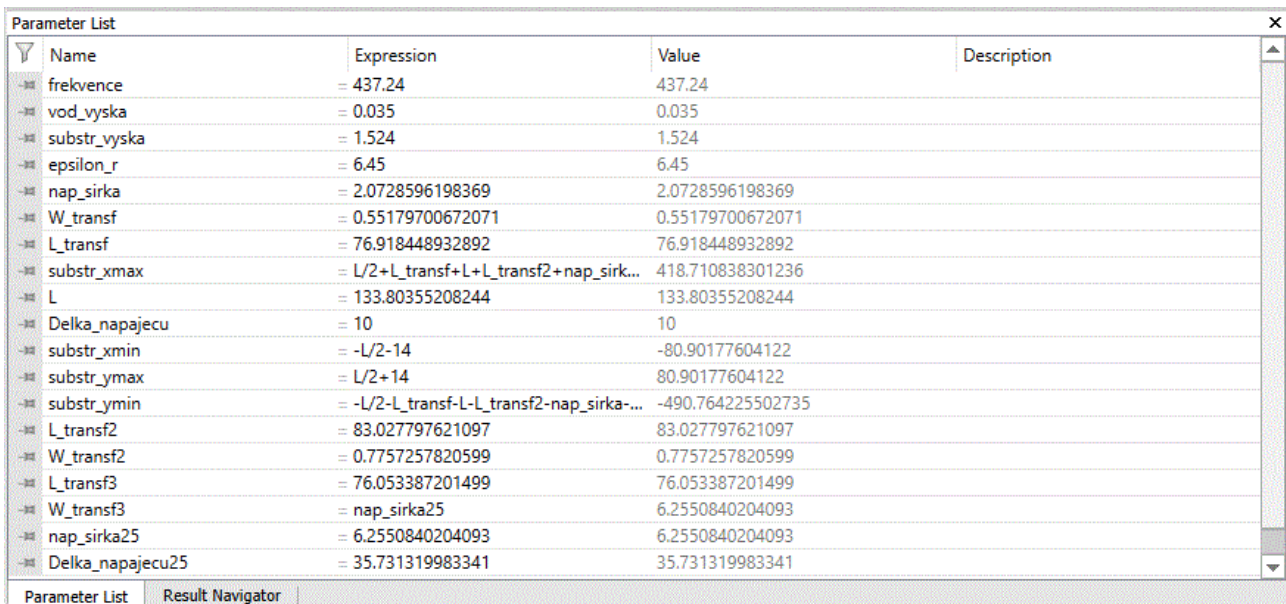
Aby byl flíček či celá anténní struktura správně vybudeny (respektive vybudeny ty správné vidy), je nutno specifikovat napájecí vlnovodný port. Jeho rozměry by správně měly být definovány na základě šířky napájecího vedení, relativní permitivity a výšky substrátu. S výpočtem pomůže integrovaný kalkulátor vlnového simulátoru (Macros \Rightarrow Solver \Rightarrow Ports \Rightarrow Calculate port extension coefficient). Výsledkem je *koeficient rozšíření* - k , s nímž lze na základě postupu v integrovaném kalkulátoru vypočítat konečné rozměry vlnovodného portu (délka je libovolná). V případě této práce by celková šířka portu měla přibližně odpovídat vztahu (4.21) a výška portu vztahu (4.22).

$$W_{PORT} = W_{NAP} + 2 * (k * h) = 2,16 + 2 * (6,42 * 1,524) = 21,72 \text{ mm} \quad (4.21)$$

$$h_{PORT} = h + (k * h) = 1,524 + (6,42 * 1,524) = 11,31 \text{ mm} \quad (4.22),$$

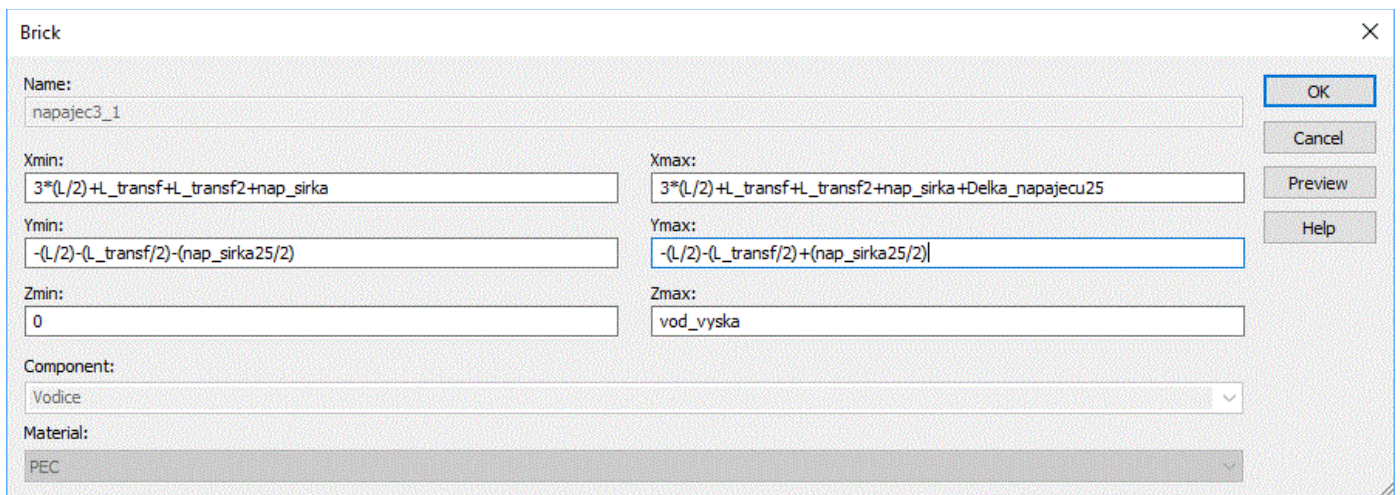
kde W_{NAP} je šířka napájecího 50Ω vedení na samých okrajích anténní řady a h je výška substrátu.

Jelikož se konečná anténní struktura skládá celkem z 22 dílčích prvků (+ koaxiální SMA konektor, fázové posouvače a řídicí konektory), je vhodné si pro velké usnadnění práce definovat parametry. Pomocí nich lze pak popsat veškeré rozměry všech anténních elementů. Tím je možno zajistit *adaptivní přizpůsobování* všech rozměrů tak, aby vždy zachovávaly svoji původní topologii. Pokud by tomu tak nebylo, tak by zde např. změnou rozměrů flíčků ze 135 mm na 130 mm vznikly 5mm mezery mezi flíčky a propojovacími vedeními. Pokud je však struktura definována přesně podle parametrů, pak se při změně rozměru flíčku automaticky přepočtou polohy všech ostatních prvků, aby na sebe navazovaly. To je naprosto *podstatné a neocenitelné* především při optimalizaci rozměrů prvků. Snadnějším řešením se na první pohled může zdát využívání lokálního souřadného systému („Local WCS“). Návrh je sice jednodušší, ale bohužel nezajišťuje potřebné přizpůsobování při optimalizaci.



Name	Expression	Value	Description
frekvence	= 437.24	437.24	
vod_vyska	= 0.035	0.035	
substr_vyska	= 1.524	1.524	
epsilon_r	= 6.45	6.45	
nap_sirka	= 2.0728596198369	2.0728596198369	
W_transf	= 0.55179700672071	0.55179700672071	
L_transf	= 76.918448932892	76.918448932892	
substr_xmax	= L/2+L_transf+L+L_transf2+nap_sirk...	418.710838301236	
L	= 133.80355208244	133.80355208244	
Delka_napajecu	= 10	10	
substr_xmin	= -L/2-14	-80.90177604122	
substr_ymax	= L/2+14	80.90177604122	
substr_ymin	= -L/2-L_transf-L-L_transf2-nap_sirka-...	-490.764225502735	
L_transf2	= 83.027797621097	83.027797621097	
W_transf2	= 0.7757257820599	0.7757257820599	
L_transf3	= 76.053387201499	76.053387201499	
W_transf3	= nap_sirka25	6.2550840204093	
nap_sirka25	= 6.2550840204093	6.2550840204093	
Delka_napajecu25	= 35.731319983341	35.731319983341	

Obr. 4.8 - Přehled všech použitých parametrů v CST MW Studio



Brick

Name: napajec3_1

Xmin: $3*(L/2) + L_transf + L_transf2 + nap_sirka$

Xmax: $3*(L/2) + L_transf + L_transf2 + nap_sirka + Delka_napajecu25$

Ymin: $-(L/2) - (L_transf/2) - (nap_sirka25/2)$

Ymax: $-(L/2) - (L_transf/2) + (nap_sirka25/2)$

Zmin: 0

Zmax: vod_vyska

Component: Vodice

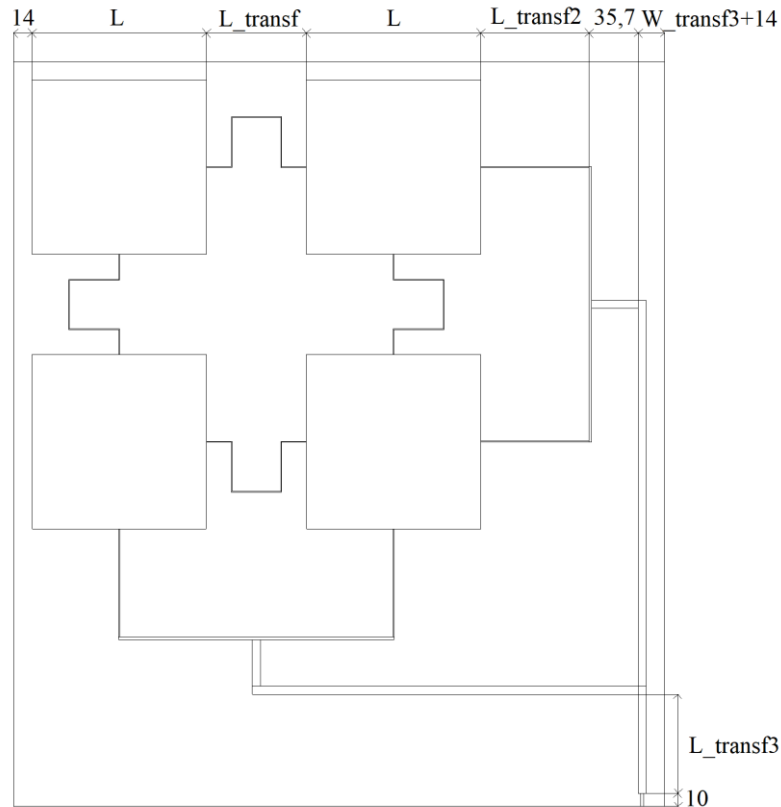
Material: PEC

Buttons: OK, Cancel, Preview, Help

Obr. 4.9 – Ilustrační definice anténního prvku pomocí použitých parametrů v CST MW Studio

4.5.2 Konečná topologie v simulačním SW prostředí

Jelikož byla zvolena *plně planární technologie* (fličky, mikropásková vedení i SMT fázové posouvače), je nyní dobré představit výslednou topologii navržené anténní řady i s řešením začlenění do pozemní anténní stanice. Rozměry takřka všech prvků byly nalezeny postupnou optimalizací tak, aby anténní řada vykazovala co možná nejlepší elektrické vlastnosti.



Obr. 4.10 - Konečná topologie v simulačním prostředí

Tabulka níže shrnuje použité parametry zmiňované v předchozí kapitole (Obr. 4.8), a navíc přidává jejich popis a některé další důležité vlastnosti. Parametry `substr_xmax`; `substr_xmin`; `substr_ymax`; `substr_ymin` jsou pouze pomocné a slouží k definici celkové plochy anténní řady.

Tab. 4.2 – Přehled a vlastnosti použitých prvků při návrhu planárního anténního pole

Název parametru	Popis/význam	Velikost	Další vlastnosti
frekvence	Pracovní kmitočet	437,24 MHz	-
vod_vyska	Výška mědi substrátu	35 μ m	-
substr_vysk	Výška substrátu	1,524 mm	-
epsilon_r	Rel.permitivita substrátu	6,45	-
nap_sirka	Šířka 50 Ω vedení	2,072 mm	Impedance přibližně 50 Ω
W_transf	Šířka 1. transformačního vedení	0,551 mm	Impedance přibližně 90 Ω
L_transf	Délka 1. transformačního vedení	76,918 mm	El.délka 90 °
L	Délka stran flíčků	133,803 mm	Impedance přibližně 170 Ω
Delka_napajecu	Délka vedení pro připojení koax. konektoru	10 mm	Impedance přibližně 50 Ω
L_transf2	Délka 2. transformačního vedení	83,027 mm	El.délka 90 °
W_transf2	Šířka 2. transformačního vedení	0,775 mm	Impedance přibližně 80 Ω
L_transf3	Délka 3. transformačního vedení	83,028 mm	El.délka 90 °
W_transf3	Šířka 3. transformačního vedení	6,255	Impedance přibližně 25 Ω
nap_sirka25	Šířka 25 Ω vedení	6,225	Impedance přibližně 25 Ω
Delka_napajecu25	Odstup splitteru od vedení	35,731 mm	-

Planární anténní řada bude vyrobena na substrátu s rozměry 499,6 mm x 571,6 mm (a to i s 14mm rezervními okraji). Jak je patrné, rozměry plně korespondují s možností výroby na dostupný substrát a také s maximálními rozměrovými požadavky většiny výrobců DPS (např. 500x600 mm u PragoBoard s.r.o.). Anténní flíčky jsou vzájemně propojeny dvojicí transformačních vedení prvního typu. Při rozdělení těchto vedení na čtvrtiny a vytvoření meandrů (v CST MW Studiu nástrojem „3D Polygon“) bylo dosaženo nezbytného zkrácení o 50% původní délky (z 2 x L_transf na 1 x L_transf). Bohužel každý ostrý záhyb vedení znamená určitou ztrátu výkonu. Ta byla v tomto případě simulacemi stanovena na 1 dB. Důvody použití dalších druhů transformačních vedení byly popsány v kapitole 4.4.

Dvě ortogonální napájecí cesty byly kvůli jednoduššímu provedení návrhu a následným simulacím prvotně realizovány dvěma samostatnými cestami s 2 napájecími porty. Pro konečnou realizaci je to ovšem zcela nevhodné a je nutno tyto dvě cesty spojit na 1 koaxiální konektor, do/ze kterého je signál následně veden pomocí koaxiálního kabelu až do/z radiopřijímače. Spojení lze realizovat přímo na DPS (spojením napájecích cest a vyvedením na 1 konektor) či přivedením dvojice kabelů na diskretní splitter umístěný vně desky. Rozdělení jako takového ze svého principu znamená ponížení výkonu o polovinu (3 dB). Tento výkon je ale pak znovu složen v anténě. Diskretní řešení je pro dané kmitočty cenově velmi nákladné (270\$ - asi 6800 Kč) a vykazuje vložný útlum kolem 1 dB. Planární řešení (viz Obr. 4.10) nestojí navíc nic kromě vložného útlumu způsobeného odporem propojených mikropáskových vedení, a proto byla zvolena právě tato varianta. Důležité je zmínit vzdálenost spojení splitterů a spojení transformačních vedení (v Tab. 4.2 jako „Delka_napajecu25“; na Obr. 4.9 okótováno rozměrem 35,7 mm). Ta by mohla být v rámci celkové redukce rozměrů menší. Simulacemi bylo však při zkrácení zjištěno zvýšení přeslechů a patrné zhoršení elektrických vlastností. Dále je vhodné zdůraznit, že spojením dvou napájecích cest v jednu dochází k natočení směru vyzařování. Jak již bylo zmíněno, flíčkové antény standardně vyzařují v souběžném směru s umístěním napájecího portu. Při umístění portu ve spodní části řady to znamená vyzařování s azimutem 90° (vzhledem k souřadnému systému XYZ) a umístění portu v pravé části řady znamená vyzařování s azimutem 180° . Spojením těchto portů v jeden tak dochází k vyzařování s azimutem 135° (viz Obr. 4.11 v kapitole [4.5.3](#)).

Fázové posouvače, koaxiální konektor i konektory pro řízení fáze mohou být přidány rovnou i do simulačního softwaru. Z důvodu chybějících, těžko dosažitelných, modelů však od tohoto řešení bylo ustoupeno a využit byl externí EDA (z angličtiny „electronic design automation“) software. Návrhu se bude věnovat samostatně kapitola [4.5.6](#). Počtem, umístěním a dalšími souvisejícími záležitostmi, týkajícími se fázových posouvačů, se pak věnuje kapitola [4.5.3](#).

Návrh řídicí elektroniky (řízení změny fáze) nebyl součástí této kvalifikační práce, ale představa je následující. Řídicí DPS, osazená mikrořadičem alespoň s 8 analogovými výstupy (zdůvodnění viz [4.5.3](#)) – zesilovačem, vstupně/výstupními obvody a dalšími nezbytnými prvky pro správný chod, bude vyrobena samostatně a umístěna poblíž samotné anténní řady. PC určený k řízení pozemní stanice bude z keplerianských elementů určovat

požadavky na směr vyzařování a automaticky nebo uživatelsky určovat požadavek na volbu polarizace. Z těchto požadavků následně pomocí předem uloženého klíče (viz kapitola [4.5.3](#) a Tab. 4.3) vypočte fázovou diferenci a konkrétní velikosti fází, které se na jednotlivých posouvačích musí objevit, aby byly splněny fázové podmínky. Tyto informace se poté z PC přenesou pomocí vhodného typu sběrnice (Ethernet, USB, ...) na řídicí DPS, kde budou zpracovány pomocí mikrořadiče. Ten poté nastaví odpovídající výstupní napětí na svých výstupech. Zesilovač zesílí toto napětí ve vhodném poměru na požadovanou velikost (0 – 12 V) a přes kabelový konektor přivede na příslušný fázový posouvač. Anténa tedy rovněž obsahuje celkem 8 dvou pinových konektorů pro přivádění řídicích napětí na fázové posouvače. Řešeny jsou jednoduše pomocí oboustranných kolíků s roztečí 2,54 mm. Mikrořadičem může být např. model TLE98792QXA40XUMA1 společnosti Infineon Technologies celkem s deseti vstupy/výstupy. Zesilovač může být realizován libovolně, např. operačními zesilovači. Pro experimentální měření vyrobené anténní řady je však pro řízení fázových posouvačů dostačující použití napájecího zdroje s 8 výstupy, respektive několika napájecích zdrojů dohromady alespoň s 8 výstupy.

Důležitou zmínkou je také *fyzická poloha* anténní řady. Ta bude položena, pravděpodobně na střeše budovy, ve *vodorovné* poloze. To znamená, že její směrové charakteristiky budou tzv. *charakteristiky přes elevaci*. Tyto elevační charakteristiky jsou pak samy o sobě složeny ze *vzájemně kolmých azimutových a elevačních složek polarizace*. S tímto faktem na paměti je nutno nahlížet i na výsledky simulací, kde byla anténa rovněž umístěna ve vodorovné poloze.

4.5.3 Realizace fázování anténní řady

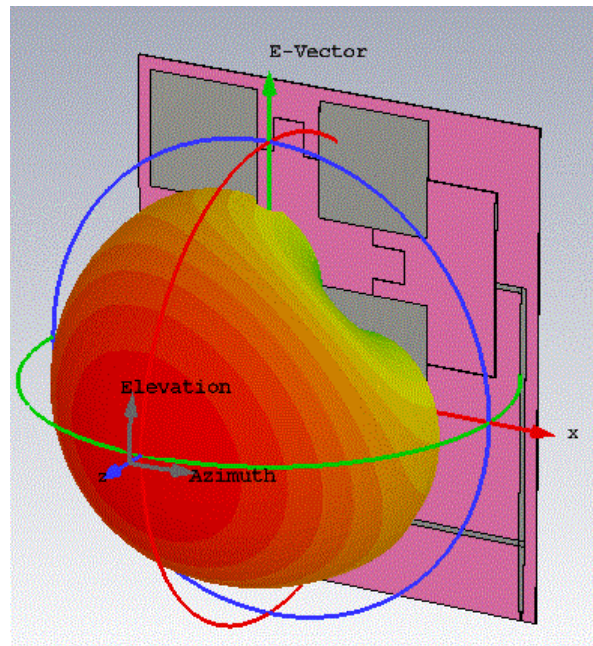
Způsob řízení a přibližná poloha fázových posouvačů byly již popsány v předchozích podkapitolách. Dosud však kromě teoretického odvození a ověření výsledků fiktivní anténní řady ve vlnovém simulátoru nebyly vyřčeny konkrétní hodnoty fázových posuvů tak, aby pokrývaly požadavky na volbu elevace a azimutu.

Jelikož se mikropáskové antény obecně vyznačují poměrně *širokým vyzařovacím úhlem*, rozhodně není potřeba měnit směr vyzařování s každou změnou elevace/azimutu v jednotkách stupňů. Takové řešení by navíc vyžadovalo *enormní počet kombinací* ($359 \times 80 = 28\,720$). Současně jsou však požadovány *co nejlepší podmínky příjmu* s co možná největším ziskem. Na základě simulací popsaných v kapitole [4.3.1](#) bylo proto zvoleno

několik variant vyzařovacích směrů. Pro elevaci celkem 5 možností – 10 ° (požadované minimum); 22,5 °; 45 °; 67,5 ° a maximum 89 ° (kvůli usnadnění výpočtů $\Rightarrow \cos 90^\circ = 0$). Pro volbu azimutu pak celkem 15 možností (0 ° – 360 ° s krokem 24 °). Tj. celkem $15 \times 5 = 75$ kombinací různých fázových diferencí, které lze implementovat do programu. V Tab. 4.3 jsou zaznamenány veškeré možnosti. Pod tabulkou je pak možno nalézt obrázek pro snazší orientaci elevace/azimutu vzhledem k poloze anténní řady a souřadného systému.

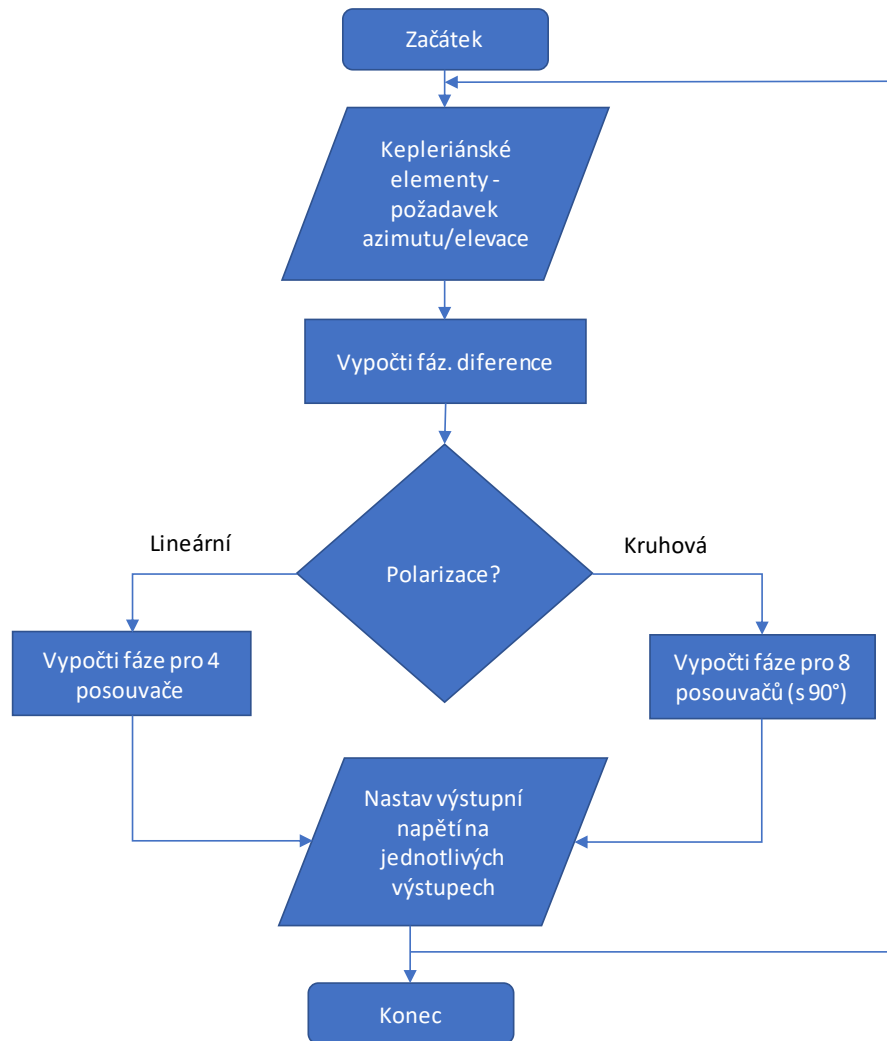
Tab. 4.3 - Přehled fázových diferencí dle volby azimutu a elevace

Elevace [°]	10		22,5		45		67,5		89	
	β_x [°]	β_y [°]	β_x [°]	β_y [°]	β_x [°]	β_y [°]	β_x [°]	β_y [°]	β_x [°]	β_y [°]
0	-178,18	0,00	-167,15	0,00	-127,93	0,00	-69,24	0,00	-3,16	0,00
24	-162,77	-72,47	-152,70	-67,99	-116,87	-52,04	-63,25	-28,16	-2,88	-1,28
48	-119,22	-132,41	-111,85	-124,22	-85,60	-95,07	-46,33	-51,45	-2,11	-2,35
72	-55,06	-169,46	-51,65	-158,97	-39,53	-121,67	-21,40	-65,85	-0,98	-3,00
96	18,62	-177,20	17,47	-166,24	13,37	-127,23	7,24	-68,86	0,33	-3,14
120	89,09	-154,31	83,58	-144,76	63,97	-110,79	34,62	-59,96	1,58	-2,73
144	144,15	-104,73	135,23	-98,25	103,50	-75,20	56,01	-40,70	2,55	-1,86
168	174,28	-37,05	163,50	-34,75	125,14	-26,60	67,72	-14,40	3,09	-0,66
192	174,28	37,05	163,50	34,75	125,14	26,60	67,72	14,40	3,09	0,66
216	144,15	104,73	135,23	98,25	103,50	75,20	56,01	40,70	2,55	1,86
240	89,09	154,31	83,58	144,76	63,97	110,79	34,62	59,96	1,58	2,73
264	18,62	177,20	17,47	166,24	13,37	127,23	7,24	68,86	0,33	3,14
288	-55,06	169,46	-51,65	158,97	-39,53	121,67	-21,40	65,85	-0,98	3,00
312	-119,22	132,41	-111,85	124,22	-85,60	95,07	-46,33	51,45	-2,11	2,35
336	-162,77	72,47	-152,70	67,99	-116,87	52,04	-63,25	28,16	-2,88	1,28



Obr. 4.11 - Poloha anténní řady vzhledem ke směru vyzařování a vzhledem k poloze souřadného systému XYZ

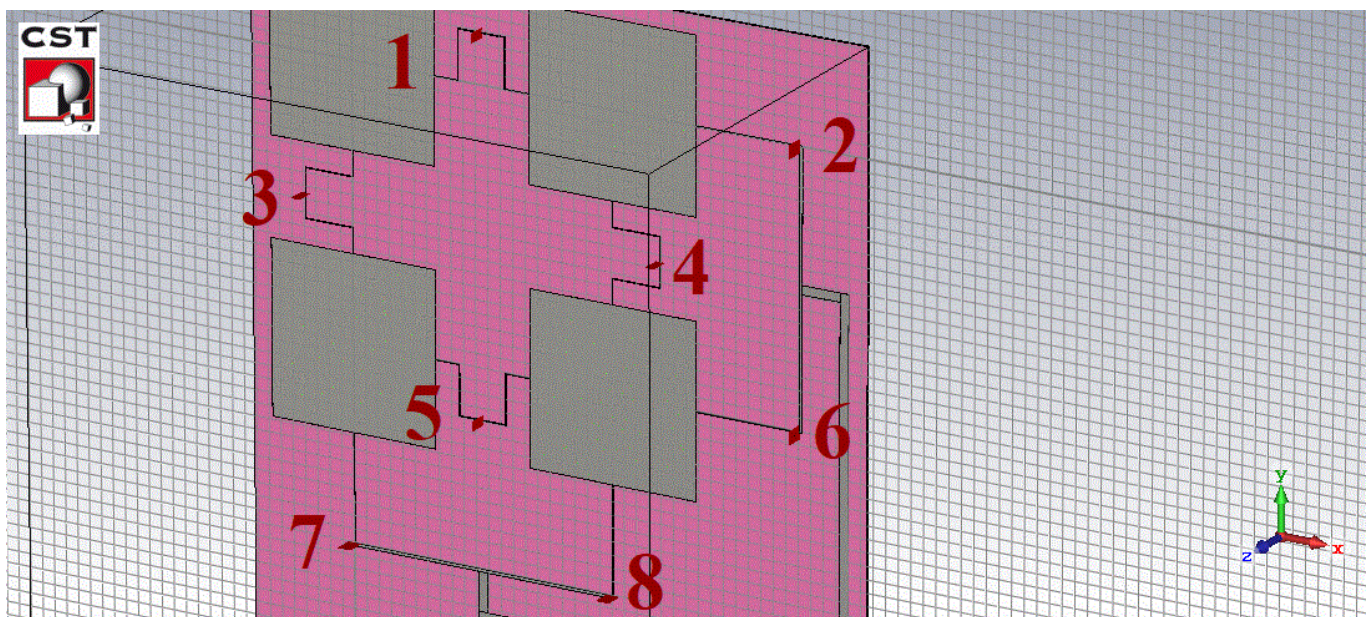
Bohužel samotné fázové diference k určení vyzařovacího směru nestačí. Na jejich základě je pak ještě nutno dopočítat konkrétní fáze, které je třeba přivést na konkrétní fázové posouvače (princip byl popsán v kapitole [4.3.1](#)). Celá situace se ještě bohužel komplikuje volbou lineární/kruhové polarizace. Při lineární polarizaci je jednoduše část posouvačů neaktivní a o změnu vyzařovacího směru se starají pouze posouvače č. 1, 2, 5 a 6 (viz Obr. 13). Při volbě kruhové polarizace je ovšem nutno zapojit do činnosti současně také posouvače 3, 4, 7 a 8, na kterých je potřeba nastavit fázi za stejných fázovacích a limitních podmínek, ovšem ještě navíc s 90° posuvem (k zajištění ortogonality). Tyto sekundární výpočty však již nejsou součástí této diplomové práce. Řešením je ale zřejmě vytvoření algoritmu, který bude implementován v řídicím PC, a který bude na základě fázových diferencí vypočítávat fázové posuvy tak, aby byly splněny fázovací podmínky i limity samotných posouvačů (v tomto případě umožňují posouvače maximální změnu fáze o 200°). Níže je přiložen stručný vývojový diagram.



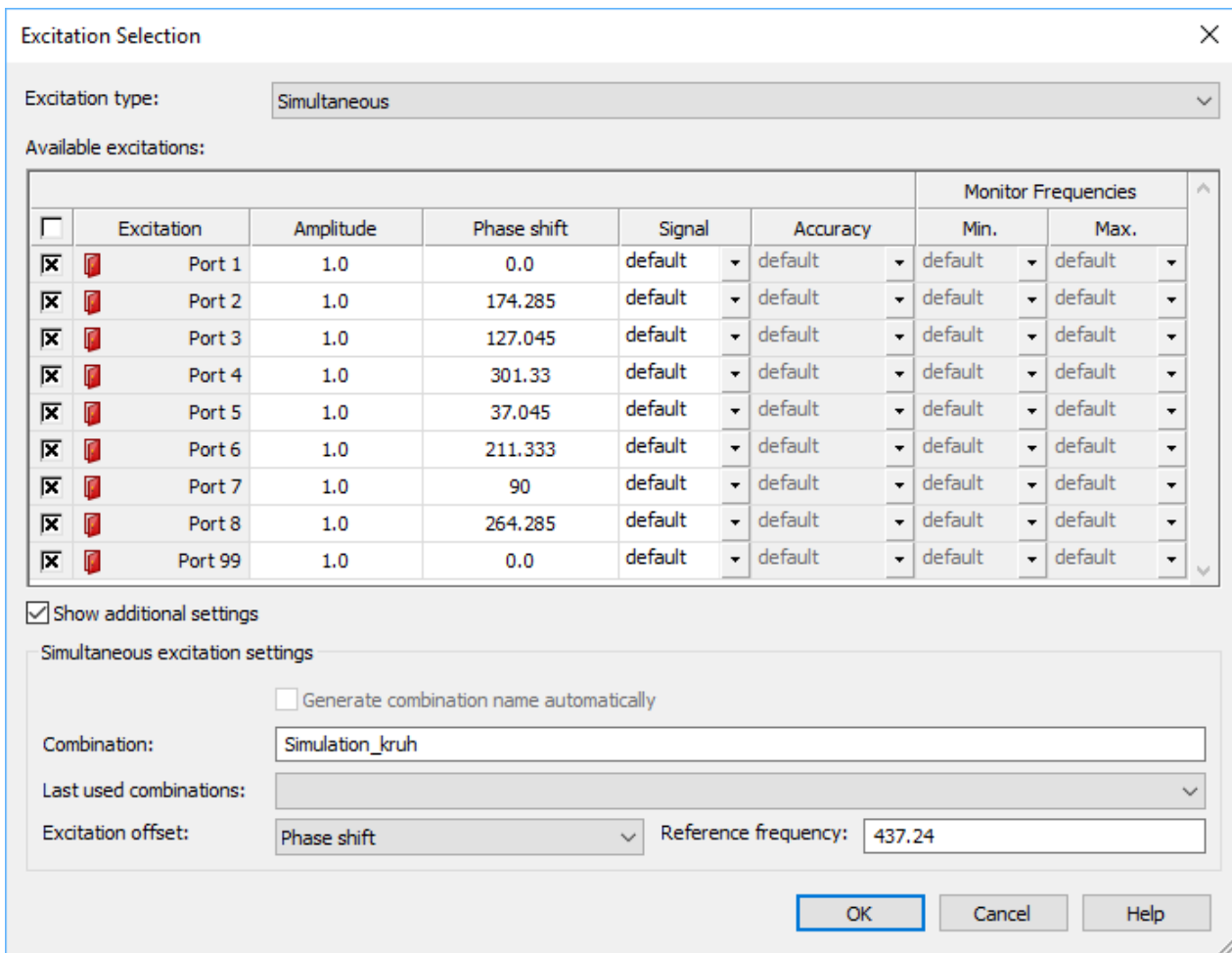
Obr. 4.12 - Vývojový diagram popisující postup výpočtů fází pro řízení elevace/azimutu

S takovým počtem posouvačů pak jednoznačně souvisí také vložný útlum, který byl již dříve zmiňován a započten do celkové energetické bilance v kapitole 2.3. Útlum jednoho fázového posouvače je dle výrobce typicky 1,2 dB (2,5 dB maximálně). Pro výpočet bylo počítáno s rezervou, a proto byl stanoven vložný útlum jednoho posouvače na 1,5 dB. Při buzení lineární polarizace, kdy jsou v součinnosti pouze 4 posouvače, je celkový vložný útlum $4 \times 1,5 = 6$ dB. Při buzení kruhové polarizace je v činnosti všech 8 posouvačů. Díky rozdělení výkonu do jednotlivých větví to ovšem neznamená dvojnásobek útlumu (podobný princip jako v případě splitteru), ale celkový vložný útlum zůstává pouhých 6 dB.

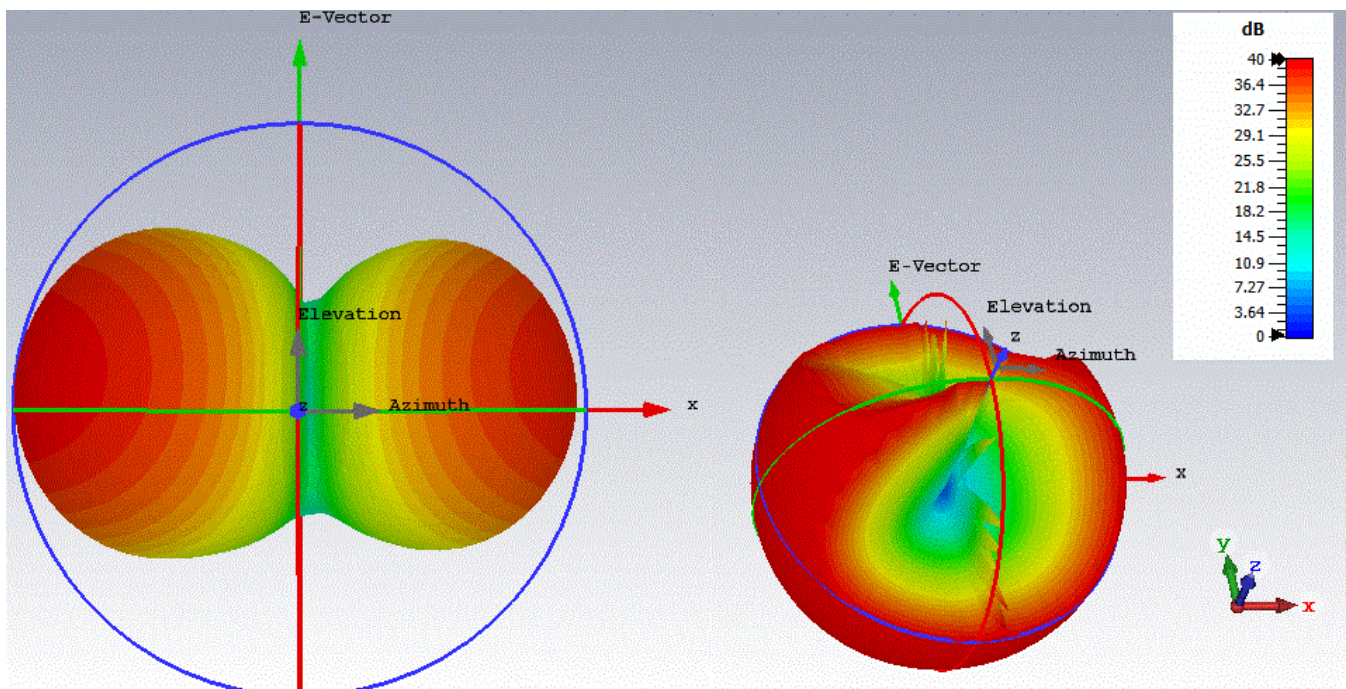
Aby bylo navíc plně ověřeno správné fázování kompletní anténní řady, lze podobně jako v kapitole 4.3.1 využít vlnový simulátor. V tomto případě však již nelze aplikovat funkci „Antenna Array“, jelikož řada je kompletně vymodelována. Lze ovšem definovat vícero napájecích portů, které představují fázové posouvače, (čemuž musí odpovídat jejich správné umístění – viz Obr. 4.13), a v nastavení časového řešiče volit současné (simultánní) buzení (viz Obr. 4.14). Z teorie představené v předchozích stránkách této práce vyplývá, že pro vybudění *lineární polarizace* postačí 4 posouvače/porty. Pro vybudění *kruhové polarizace* je pak potřeba posouvačů celkem 8 a skupinu 3, 4, 7 a 8 je třeba budit s dalším 90° fázovým posuvem. Pak už stačí jen doplnit požadované fáze na těchto přídatných portech/fázových posouvačích a zkontrolovat výsledky. Port č. 99 představuje fyzicky připojený koaxiální konektor. Pro přehlednější demonstraci byl zvolen azimut 192° a elevace 10° .



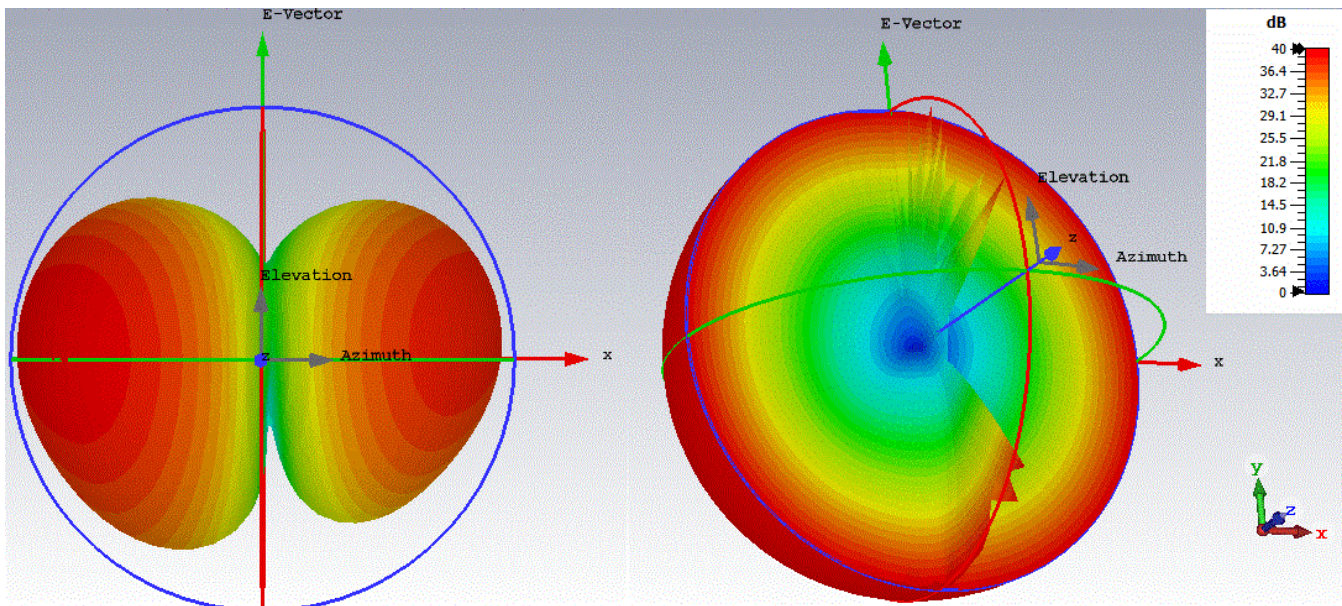
Obr. 4.13 - Umístění portů/fázových posouvačů pro ověření fázování anténní řady



Obr. 4.14 - Nastavení fiktivních portů pro ověření fázování anténní řady; kruhová polarizace, azimut 192° a elevace 10°



Obr. 4.15 - Vybuzení lineární polarizace pro azimut 192° a elevaci 10° ; směrová charakteristika (vlevo); osový poměr (vpravo) – velikost 40 dB značí lineárně polarizovanou vlnu v daném směru



Obr. 4.16 - Vybuzení kruhové polarizace pro azimut 192° a elevaci 10° ; směrová charakteristika (vlevo); osový poměr (vpravo) – velikost 0 dB značí kruhově polarizovanou vlnu v daném směru

Z dosažených výsledků je patrné, že anténní řada vykazuje předpokládané chování. Zároveň si lze ale povšimnout drobných nepřesností ve vyzařovacích úhlech, které zcela přesně neodpovídají vypočteným hodnotám. Tato skutečnost může být způsobena např. použitím splitteru s následným přirozeným natočením vyzařovací charakteristiky s azimutem 135° (viz kapitola [4.5.2](#)). Dále simulace nepostihují situaci, kdy by mohlo být vyzařování ovlivněno vložnými útlumy jednotlivých posouvačů.

4.5.4 Řešení impedančního přizpůsobení

V kapitole [4.5.2](#) v Tab. 4.2 byly již nastíněny některé hodnoty impedancí jednotlivých prvků anténní řady. Je vhodné ovšem shrnout, jak byly tyto velikosti získány, a z jakého důvodu jsou použity. Nebudou zde však znovu probírány principy impedančního přizpůsobení, neboť dané problematice se věnuje podrobněji kapitola [4.4](#).

Impedance flíčku byla simulací stanovena přibližně na 170Ω . Pro přizpůsobení na 50Ω (kvůli připojení fázových posouvačů) je proto třeba použít první transformační vedení s impedancí přibližně 90Ω . *Sériovým spojením dvou flíčků* byla stanovena impedance přibližně na 130Ω a pro připojení dalších fázových posouvačů je nutno použít v pořadí druhé čtvrtvlnné transformátory s impedancí přibližně 80Ω . Sériově spojené flíčky jsou vzájemně propojeny 50Ω vedeními, čímž je dosaženo impedance 25Ω . Splitter je proto tvořen právě 25Ω vedeními, které po spojení tvoří impedanci poloviční, tedy $12,5 \Omega$.

Přizpůsobení z $12,5 \Omega$ na 50Ω koaxiální konektor je nutno zajistit pomocí třetího transformačního vedení, jehož impedance se velice příhodně musí rovnat 25Ω (lze tak použít stejně široká vedení jak pro splitter, tak i pro poslední jmenované čtvrtvlnné transformátory).

Při návrhu bylo také odzkoušeno použití *výřezů* (zapuštěné napájení) pro nalezení vhodnější impedance flíčků k transformaci. Toto řešení nejen že umožňuje použití transformačních vedení s větší šířkou, ale také dochází k částečné redukci celkových rozměrů anténní řady. Bohužel je však nalezení vhodné impedance velice náročné, simulace jsou časově zdlouhavé, dochází ke vzniku parazitních rezonančních kmitočtů, ke ztrátám výkonu apod. *Od tohoto řešení bylo proto odstoupeno.*

4.5.5 Výsledky simulací

Vlnový simulátor CST Microwave Studio poskytuje k zobrazení širokou škálu výsledných parametrů. Jen některé z nich jsou však pro návrh této anténní řady podstatné a stojí za zmínku. Vstupní činitel odrazu S_{11} či činitel stojatého vlnění VSWR jistě není potřeba blíže rozebírat. Na druhou stranu jsou zde i parametry, které můžou být svým názvem poněkud zavádějící, a proto je vhodné je před zobrazením samotných výsledků objasnit.

a) Směrovost - D [-; dBi]

Směrovost (z angličtiny „Directivity“) je veličina popisující *poměr vyzářené intenzity v hlavním vyzařovacím směru k vyzářené intenzitě ve všech směrech*. Udává tedy vyzářený výkon, a to buď bezrozměrně či v dBi – v případě vztažení k vyzařování izotropního zářiče. [15]

b) Zisk – G [-; dB; dBi; dBd]

Zisk (z angličtiny „Gain“) je veličina, *beroucí v úvahu účinnost samotné antény i její směrové vlastnosti*. Je to tedy vlastně výkon na svorkách antény, který je vztažen ke vstupnímu nebo přijatému výkonu anténní struktury. *V případě kompletně bezztrátové antény je zisk roven směrovosti (pokud by byl veškerý výkon přivedený do antény vyzářen)*. V CST MW Studiu lze nalézt standardizovaný zisk „Gain IEEE“. Při uvádění této veličiny by měl být vždy použit buď absolutní zisk (vztažený k izotropnímu zářiči v dBi) anebo relativní zisk (vztažený k dipólu v dBd). V případě opomenutí vztažení k zářiči se používá jednoduše zápis v dB. [15]

c) Realizovaný zisk – R_G [-; dB; dBi; dBd]

V CST MW Studiu pod anglickým názvem “*Realized Gain*”. Tento zisk je přitom jediným, se kterým lze počítat do celkové energetické bilance. Kromě standardizovaného zisku zmíněného výše totiž zahrnuje navíc i *impedanční ne/přizpůsobení* a s tím spojené ztráty způsobené odrazy. [15]

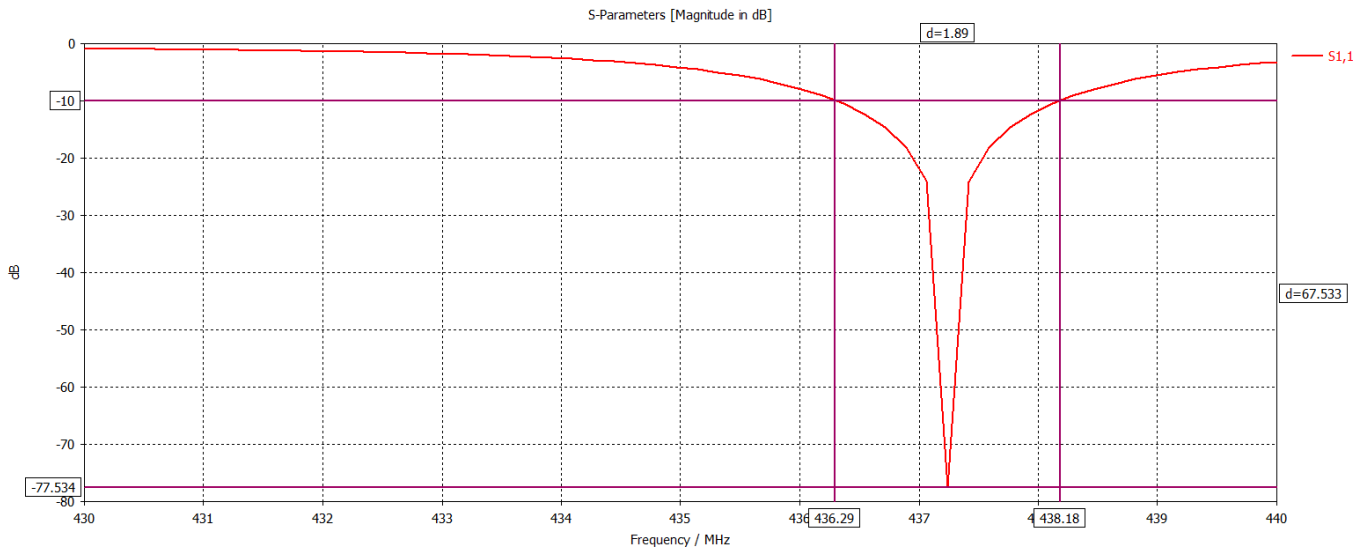
d) Účinnost vyzařování - η_{VYZ} [dB]

Vyjadřuje rozdíl mezi směrovostí a ziskem IEEE v dB. Jedná se tedy o výkon, který je ztracen vlivem tepelných ztrát. Při simulacích může dojít ke ztrátám i u bezztrátových materiálů, kde mohou být příčinou např. stojaté či povrchové vlny. Účinnost vyzařování je rovněž horší u tenkých substrátů (viz [3.1.2.1](#)). [15]

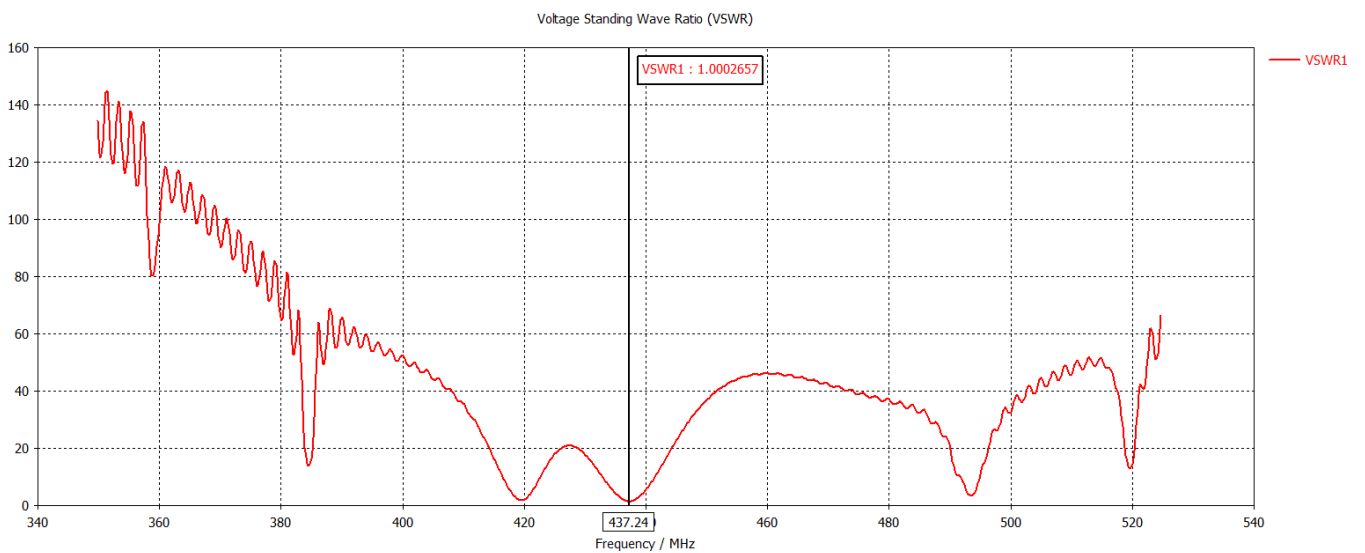
e) Celková účinnost - $\eta_{VYZCELK}$ [dB]

Podobně jako účinnost vyzařování, i celková účinnost vyjadřuje rozdíl. V tomto případě je to však rozdíl mezi směrovostí a realizovaným ziskem v dB. Veličina tedy zahrnuje veškeré ztráty (způsobené především impedančním nepřizpůsobením), které navržená anténní struktura vykazuje. Při návrhu je proto snahou co nejvíce maximalizovat právě tuto účinnost. [15]

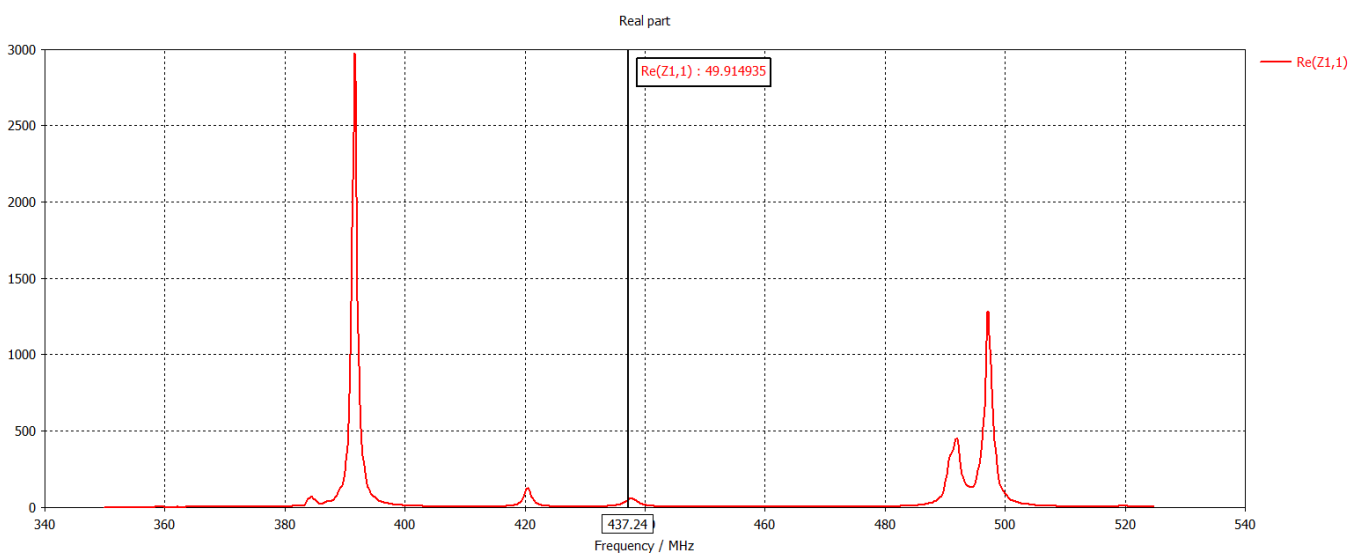
A nyní již k samotným výsledkům. Jak je patrné ze závislostí níže, rezonanční kmitočet navržené řady přesně odpovídá kmitočtu pracovnímu. V nejbližším frekvenčním rozsahu nejsou patrné žádné další parazitní rezonance. Vstupní činitel odrazu dosahuje velice uspokojivé hodnoty $-77,53$ dB, což zaručuje perfektní impedanční přizpůsobení. Šířka provozovaného pásma je stanovena na $1,89$ MHz ($436,29$ MHz – $438,18$ MHz) ze vstupního činitele odrazu, kdy jeho hodnota dosahuje alespoň -10 dB (viz Obr. 4.17). Další závislost zobrazuje související veličiny, a to sice činitel stojatých vln VSWR (s velikostí $1,000$) a reálnou část impedance (na koaxiálním konektoru) při pracovním kmitočtu, o velikosti $49,915 \Omega$.



Graf 4.4 - Závislost vstupního činitele odrazu na kmitočtu

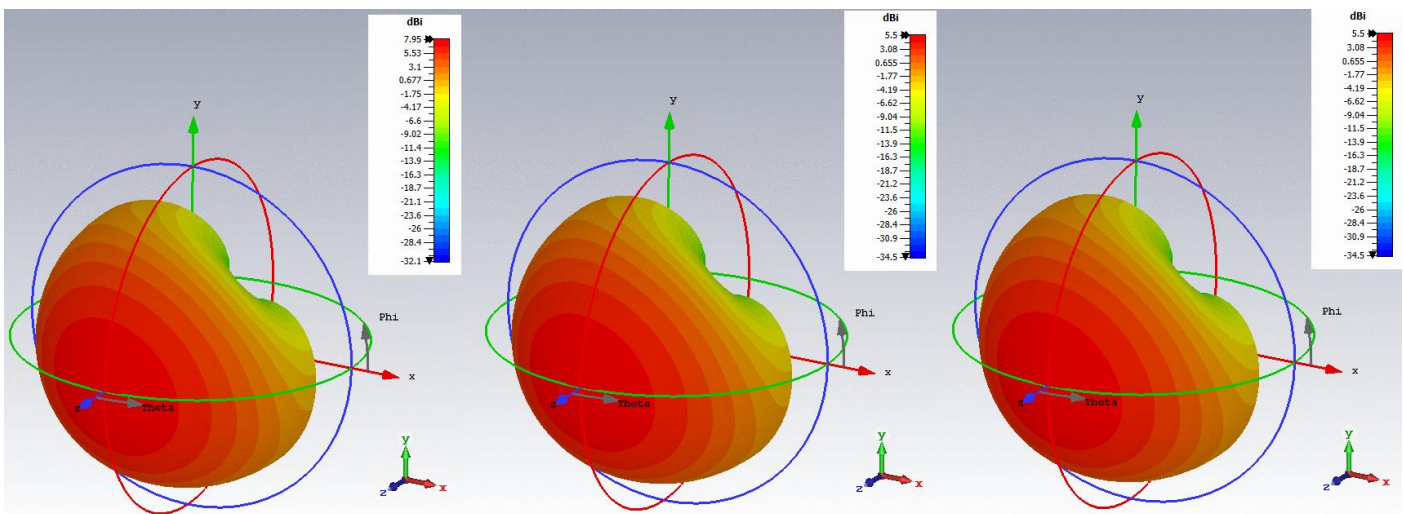


Graf 4.5 - Závislost poměru stojatých vln na kmitočtu

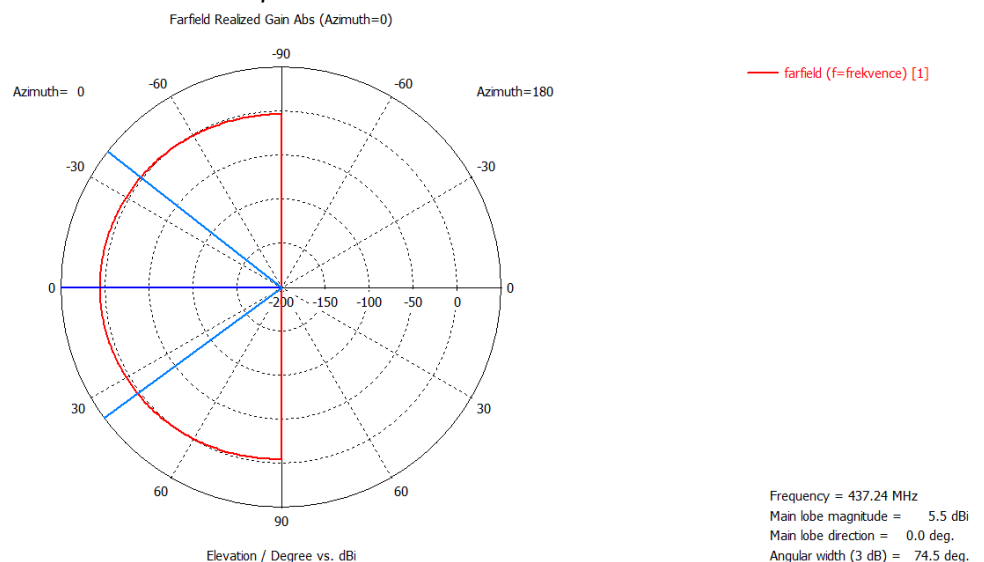


Graf 4.6 - Závislost reálné části impedance na kmitočtu

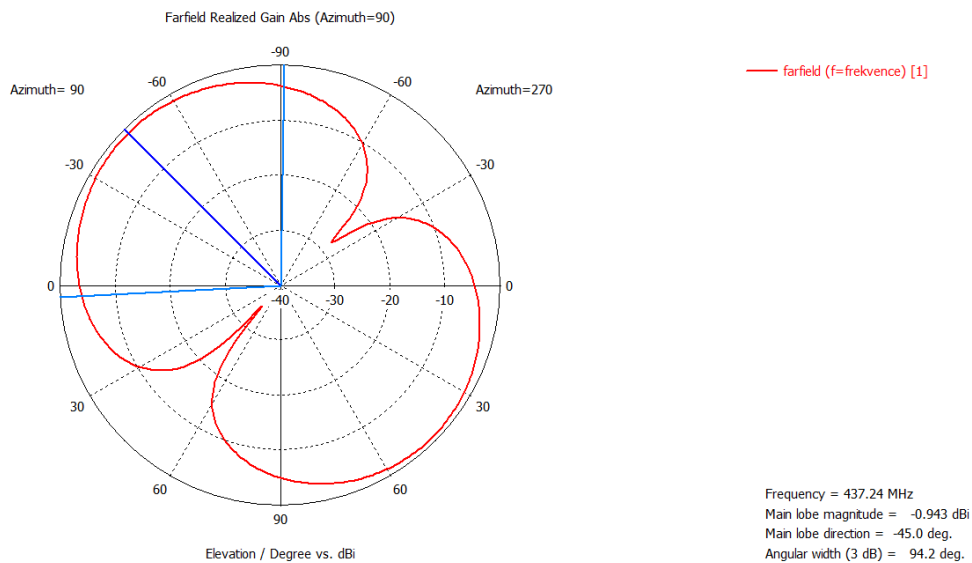
Další sada obrázků pak zobrazuje vyzářovací charakteristiky, a to jak v jejich trojrozměrných i jednorozměrných podobách. Zde si lze povšimnout vyzářovací účinnosti o velikosti $-2,446$ dB. Celková účinnost dosahuje *stejně hodnoty*. To znamená rozdíl/ztrátu mezi směrovostí a ziskem IEEE o $2,446$ dB, ovšem díky perfektnímu přizpůsobení *nulový rozdíl mezi ziskem IEEE a realizovaným ziskem*. Za zmínku stojí celkový vyzářený výkon TRP (total radiated power), který při standardním buzení dosahuje velikosti $0,2847$ W. Nutno podotknout, že vzhledem k vodorovné poloze navržené antény (viz [4.5.2](#)) jsou v případě 1D zobrazení vykresleny elevační charakteristiky pro elevační a azimutovou složku polarizace.



Obr. 4.16 - 3D vyzářovací charakteristiky; Směrovost vlevo; Zisk IEEE uprostřed; Realizovaný zisk vpravo

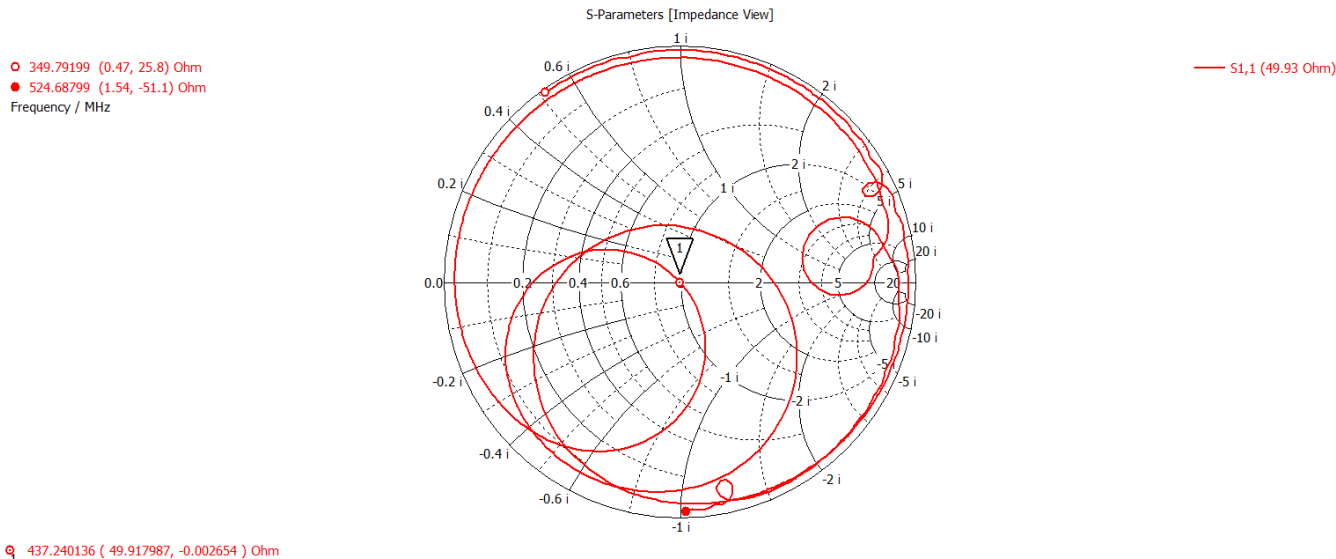


Obr. 4.17 - 1D vyzářovací elevační charakteristika realizovaného zisku, elevační složka polarizace

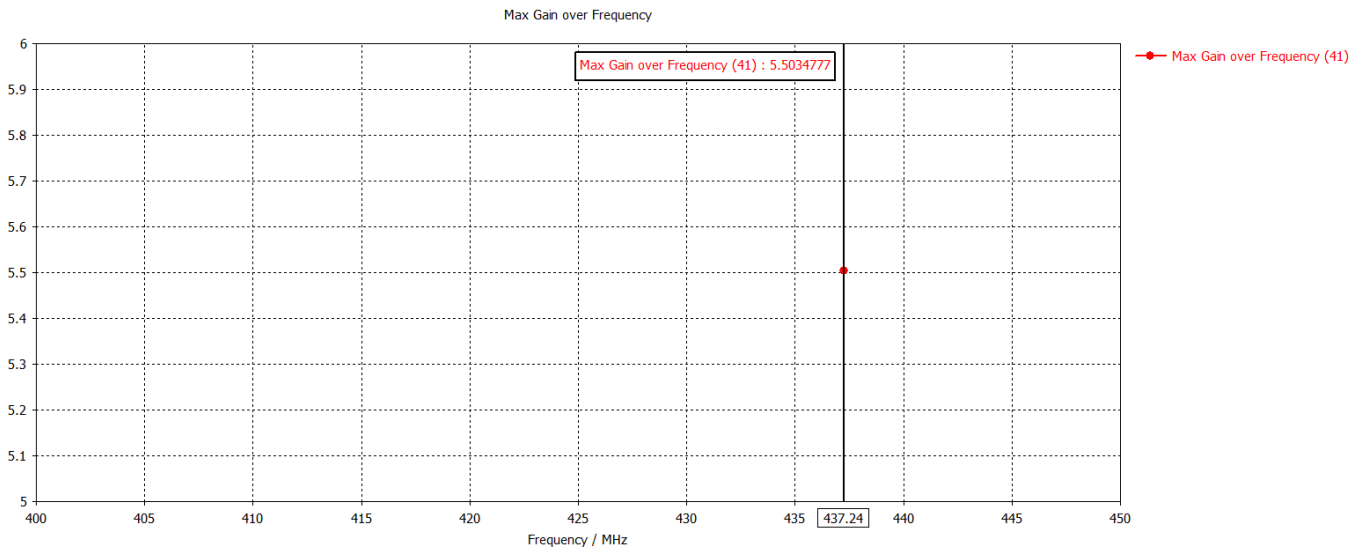


Obr. 4.18 - 1D vyzářovací elevační charakteristika realizovaného zisku, azimutová složka polarizace

Poslední dva doplňkové obrázky zobrazují Smithův diagram a vykreslení realizovaného zisku při pracovním kmitočtu 437,24 MHz.



Obr. 4.19 – Smithův diagram



Graf. 4.7 – Zisk při pracovním kmitočtu $f = 437,24$ MHz

Jak je patrné, čistě z hlediska návrhu v simulačním prostředí *byl zajištěn dostatečný zisk* k pokrytí energetické bilance. Pro připomenutí, v kapitole [2.3.2](#) byl stanoven požadavek na zisk kolem 3,2 dB. Simulacemi však bylo dosaženo realizovaného zisku v přirozeném vyzařovacím směru (90° elevace; 135° azimut vzhledem k souřadnému systému XYZ) až 5,5 dB. Při simulaci fázování byla velikost zisku proměnná vzhledem k použitým úhlům. Obvykle se však pohybovala ještě ve vyšších číslech. Pro příklad, velikost zisku při elevaci 10° a azimutu 192° dosahovala *5,81 dB*. Následující tabulka (Tab. 4.4) shrnuje veškeré dosažené výsledky v simulačním prostředí CST.

Relevantní projekty vytvořené v CST Microwave Studio jsou přiloženy v elektronické podobě k této práci.

Tab. 4.4 - Shrnutí všech dosažených výsledků v simulačním prostředí

Označení	Veličina/popis/jednotka	Velikost
D	Směrnost [dBi]	7,95
G	Zisk IEEE [dBi]	5,5
R _G	Realizovaný zisk [dBi]	5,5
η_{VYZ}	Účinnost vyzařování [dB]	-2,446
$\eta_{VYZCELK}$	Celková účinnost vyzařování [dB]	-2,446
f _{REZ}	Pracovní (rezonanční) kmitočet [MHz]	437,24
B	Šířka pásma [MHz]	1,89
S ₁₁	Vstupní činitel odrazu [dB]	-77,53
VSWR	Poměr stojatého vlnění [-]	1,000
Z _{Re}	Reálná část impedance [Ω]	49,915
TRP	Celkový vyzářený výkon [W]	0,2847

4.5.6 Výroba

Plně optimalizovaná anténní řada navržená v simulačním prostředí CST MW Studio byla ve formátu jednovrstvých výrobních podkladů (gerberů) *vyexportována* a následně *importována* do EDA prostředí Eagle. Vzhledem k povaze struktury byl ovšem export poněkud problematický. CST MW studio totiž v takovém případě exportuje pouze obrysy struktury, nikoliv vyplněné měděné plochy a 3D polygony je nutno předefinovat a exportovat jako extrudované 2D polygony (definice objektu z „Modified“ na „Brick“). Po importu do Eaglu je pak nutno měděné motivy tzv. „rozlévat“ manuálně. Bylo vyzkoušeno několik importovacích skriptů i různých EDA programů, které si bohužel s problematikou nijak lépe neporadily. V prostředí Eagle byly následně umístěny součástky (fázové posouvače, konektory pro řízení fáze, SMA koaxiální konektor), doplněny popisy, výrobními otvory atp. Dále byly vyexportovány kompletní dvouvrstvé výrobní podklady a spolu se substrátem odeslány do společnosti PragoBoard s.r.o., kde byla následně anténní řada vyrobena. Jelikož šlo o zakázkovou výrobu se speciálními technologickými postupy, byla cena výroby stanovena na 11 077,- Kč bez DPH.

Fázové posouvače, s pouzdrem BK276, byly připojeny do míst, kde byla simulací nastavena přizpůsobovací impedance 50Ω . Ta se ale k povaze planárních vedení vyskytuje pouze v jednom jediném místě. Posouvače mají ovšem celkovou délku 20,4 mm (vzdálenost mezi krajními piny pak 16,87 mm) a kvůli zachování sfázování anténní řady musí být přesto připojeny přímo mezi vedení, nikoliv mimo ně. Tím se ale EDA návrh bohužel vystavuje *chybě nepřesného impedančního přizpůsobení*. Dle výrobce jsou posouvače reciproční, což usnadňuje jejich umístění na DPS. Lze prohodit vstupně/výstupní piny a anténní řadu tak lze používat jak pro příjem, tak pro vysílání. Sluší se navíc dodat, že o nákup těchto posouvačů (včetně financí) se v rámci mého stipendijního programu kompletně postarala společnost Rohde & Schwarz Vimperk

Koaxiální SMA konektor byl vybrán s ohledem na cenu a co možná nejmenší přídavné ztráty (vložený útlum; odrazy). Byl tak zvolen tzv. *End Launch* konektor pro připájení přímo na hranu 0,062' DPS od výrobce Johnson / Cinch Connectivity Solutions s modelovým číslem 142-0711-821. Vložený útlum je dle výrobce přibližně 0,1 dB, a proto je 1dB rezerva v energetické bilanci dostatečná. [16]

Konektory pro napěťové řízení fáze byly vybírány především s ohledem na jednoduchost a cenu. Byly tak vybrány standardní *dvou pinové oboustranné kolíky* s roztečí 2,54 mm, které byly zapájeny na příslušných pozicích co nejbližše fázovým posouvačům. Prokovené otvory jsou na DPS použity z důvodů optimálního rozvodu země.

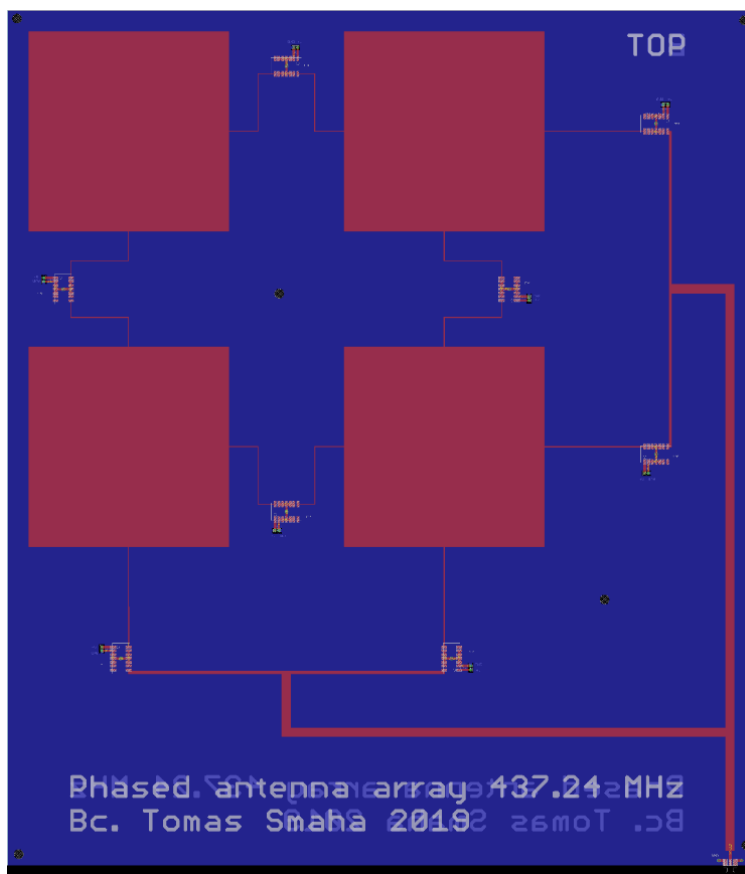
Na DPS byla kvůli ochraně nanese na výrobu i *nepájivá maska* o standardní tloušťce 20 μm tvořena směsí na bázi epoxidu pryskyřice (zelená barva). Na základě toho mohl být v CST MW Studiu definován správný materiál, a ještě před výrobou provedeny dodatečné simulace pro zohlednění výkonových ztrát. V tomto případě byla *ztráta výkonu naprosto zanedbatelná* (0,002 dB), a proto použití nepájivé masky nikterak neohrožuje splnění požadavků energetické bilance.

Dalším ochranným stupněm, kterým bude anténa pravděpodobně v budoucnosti disponovat, je *ochranný plastový kryt*. Pro tyto účely je DPS opatřena šesti otvory pro přišroubování šrouby M6. Pro zohlednění výkonových ztrát byly rovněž provedeny dodatečné simulace. Při volbě standardně používaného plastu ABS o šířce 5 mm, umístěného 5 mm nad plochou antény, bylo dosaženo *poklesu výkonu o necelých 0,8 dB*. Ani v tomto případě tato hodnota není z hlediska energetické bilance kritická, ale nikoliv zanedbatelná. V kapitole 2 nebyla tato hodnota při výpočtu energetické bilance zohledněna, jelikož nejsou dosud známy podrobnější specifikace v budoucnu použitého materiálu. Kryt bude muset být vyroben zakázkově, a proto není jeho návrh v této práci nijak podrobněji řešen.

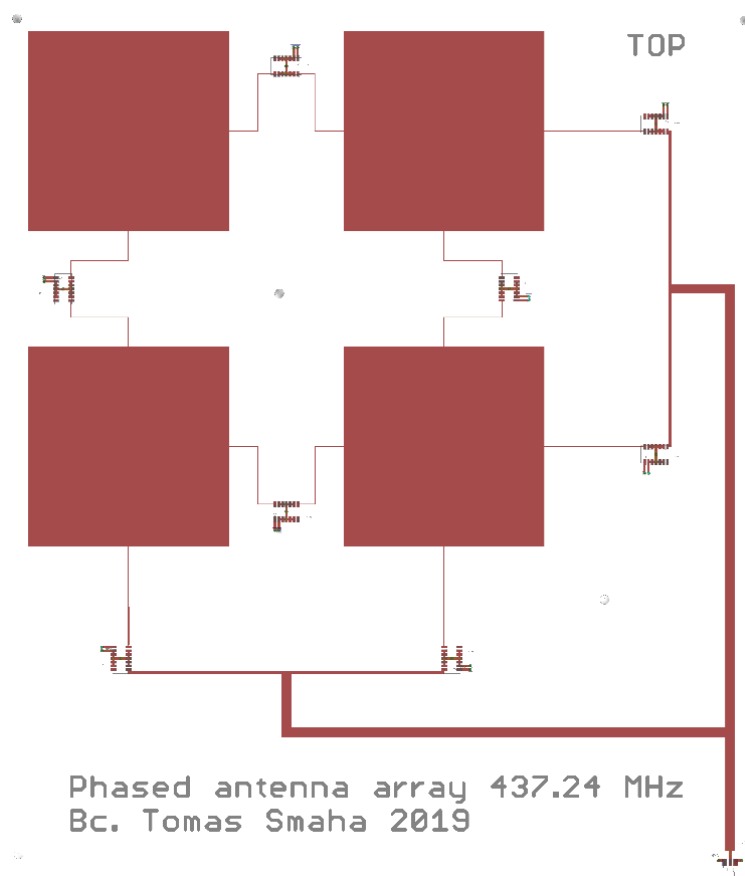
Fázové posouvače a SMA konektor byly zapájeny pomocí olovené pájecí pasty a horkého vzduchu. Dvou pinové konektory pak standardně pomocí trubičkové pájky a hrotové pájecí stanice.

SMD součástky (fázové posouvače a koaxiální konektor) byly navíc po osazení nastříkány ochranným urethanovým sprejem jako ochrana proti vzniklé vlhkosti. Ve venkovním prostředí by totiž zkondenzované kapky vody mohly zkratovat piny a poškodit funkčnost antény. Zaschlý ochranný lak je dle výrobce spolehlivou ochranou v teplotním rozsahu $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \div 130\text{ }^{\circ}\text{C}$ a je tak vhodný i pro použití v arktických podmínkách.

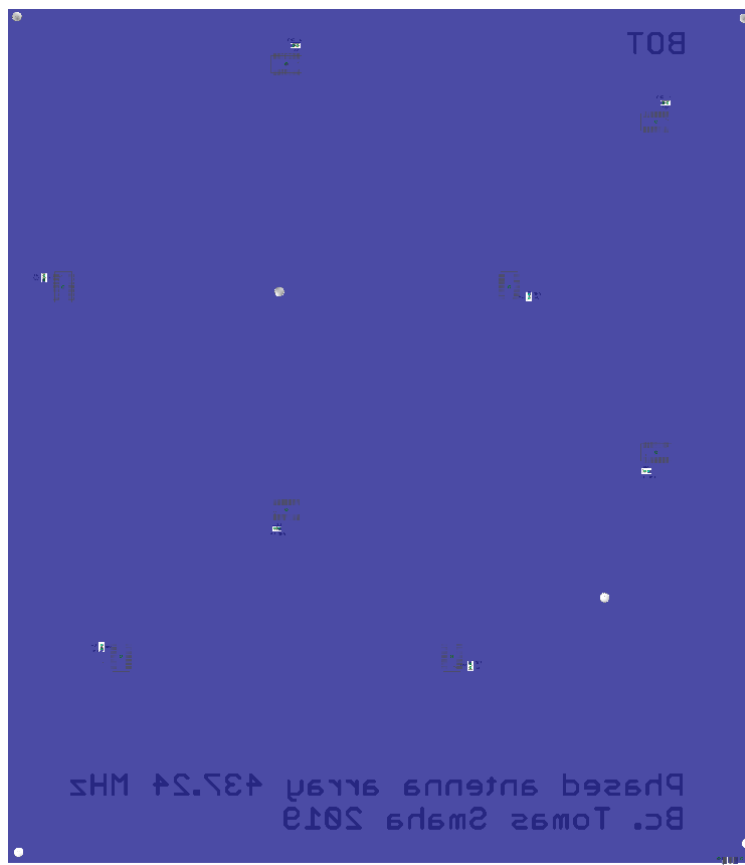
Fotografie vyrobené anténní řady jsou k dispozici na konci práce v přílohách. Kompletní výrobní podklady jsou přiloženy v elektronické podobě k této práci.



Obr. 4.20 - Navržená DPS v prostředí Eagle, obě vrstvy



Obr. 4.21 - Navržená DPS v prostředí Eagle, TOP vrstva



Obr. 4.22 - Navržená DPS v prostředí Eagle, BOT vrstva

5 Měření

5.1 Příprava měřicích prostředků

V první řadě bylo třeba určit, jaké měřicí úlohy připravit tak, aby bylo získáno co nejvíce relevantních údajů. *Prvním typem* úlohy bylo odměření *impedančních vlastností* antény. Takové měření vyžaduje pouze kalibraci síťového analyzátoru a trvá jen několik minut. Výsledkem byl v tomto případě parametr S_{22} zobrazující rezonanční kmitočet a kvalitu impedančního přizpůsobení antény. Impedanční měření byla opakována pro každou kombinaci řídicích napětí (viz následující odstavce), aby byly zaznamenány případné změny impedančních vlastností vlivem změny řídicích napětí fázových posouvačů.

Druhým typem měřicích úloh bylo změření *směrových charakteristik, vyzařovaných polarizací a zisků*. Vzhledem k časové náročnosti (cca 45 min. měření pro 1 zvolený vyzařovací směr jedné složky polarizace) bylo nutno pečlivě zvážit kombinaci vyzařovacích směrů a polarizací tak, aby v dostupném čase bylo získáno co nejvíce relevantních dat. Po rozvaze byly vybrány kombinace s elevacemi 10 °, 45 °, 89 ° a azimuty s krokem 48 ° či 72 °. Dále bylo třeba kontaktovat výrobce fázových posouvačů kvůli zpřístupnění podrobnějších dat, které se bohužel ve standardně dostupném datasheetu nevyskytují.

Cílem bylo zjistit jemnější závislost řídicího napětí s odpovídajícími fázovými posuvy na kmitočtu co možná nejlíže tomu pracovnímu. Po obdržení těchto dat byly ovšem zjištěny *nesrovnalosti* se standardním datasheetem. Každý fázový posouvač při libovolném řídicím napětí vykazuje při neměnném kmitočtu neměnný fázový posuv, který se přičítá/odčítá k fázovému posuvu způsobeným změnou řídicího napětí. Např. při 439,6 MHz je fázový posuv samotného posouvače 198,11 °. Při tomto kmitočtu a řídicím napětí 5 V je další změna fáze asi 43,49 °. Tzn., že celková fázová změna při kmitočtu 439,6 MHz a řídicím napětí 5 V je asi 241,6 °. Tato skutečnost však není až tak kritická vzhledem k tomu, že jsou v anténní řadě použity stejné fázové posouvače. Fázové difference samotných posouvačů jsou tudíž ve všech připojených místech stejné a vzájemná fázová difference nulová (při konstantním řídicím napětí na všech posouvačích). Poslední sloupec v Tab. 5.1 přísluší právě fázovým posuvům samotných posouvačů (nulovému fázovému posuvu vlivem řídicího napětí).

Druhou nesrovnalostí jsou pak změny fáze způsobené řídicím napětím. Ve standardním datasheetu např. výrobce udává změnu fáze při 1 V asi 5° . Dle podrobnějších dat získaných až po osazení odpovídá ovšem 1 V asi $-3,5^\circ$. V Tab. 5.1 jsou z dat výrobce zobrazeny změny fáze pro odpovídající řídicí napětí při kmitočtech 436,4 a 439,6 MHz. Jak je z hodnot patrné, číselná interpretace *znesnadňuje* výpočet všech potřebných fází, které je nutno na posouvačích nastavit pro požadovaný směr/polarizaci. V praxi bude proto *nutností* vytvoření algoritmu implementovaného v řídicím PC. Ten bude vytvářet takové nastavení fází, které respektuje všechny podmínky vyplývající nejen z kepleriánských elementů a následných výpočtů, ale také z hlediska fyzikálních možností samotných posouvačů.

V Tab. 5.2 jsou zaznamenány *všechny kombinace měření směrových vlastností, polarizací, odpovídající fázové difference β a vypočtené fáze a napětí na všech posouvačích*. Velikost fází byla uvažována pro kmitočet 439,6 MHz a veškeré hodnoty v Tab. 5.2 jsou postiženy zaokrouhlovací chybou.

První dvě měření přísluší měření *bez fázování* anténní řady (tedy vyzařování v jejím přirozeném směru). Jednou pro řídicí napětí 0 V (změna fáze -11°), podruhé pro řídicí napětí 1,5 V (0°). Cílem je zjistit rozdílnost v chování anténní řady při nulovém a při minimálním řídicím napětí. V druhém měření byla navíc změřena *jak azimutová, tak elevační* charakteristika (ale *pouze* jejich *azimutové složky* polarizace). To díky natočení měřicí (referenční) antény do horizontální i vertikální polohy a otočením měřené antény o 90° při vertikálním nastavení antény měřicí. Dále je z měření *vyloučena* kombinace č. 5. - vyzařování s elevací 89° , azimutem 120° a s nastavením lineární polarizace. Jak je patrné, tato kombinace je téměř identická s kombinacemi bez fázování, a proto ji není nutno měřit znovu.

Tab. 5.1 - Přehled závislosti řídicích napětí a změny fáze fázových posouvačů při kmitočtech 436,4 MHz a 439,6 MHz; Fázový posuv samotných posouvačů při konstantním řídicím napětí při kmitočtech 436,4 MHz a 439,6 MHz [17]

Frekvence [MHz]	Řídicí napětí [V]										$\Delta\phi$ [°]
	0	1	2	3	5	6	7	9	10	12	
436,4	-9,30 °	-1,56 °	7,14 °	17,66 °	46,52 °	65,34 °	86,76 °	133,49 °	155,75 °	-170,19 °	199,11
439,6	-11,00 °	-3,44 °	5,06 °	15,32 °	43,49 °	61,94 °	83,05 °	129,71 °	152,27 °	-172,63 °	198,11

Tab. 5.2 – Nastavení kombinací měření při kmitočtu 439,6 MHz; Odpovídající fázové difference; Konkrétně vypočtené fáze na jednotlivých posouvačích a k nim odpovídající velikosti řídicích napětí

	Č. měř.	Elevace [°]	Azimut [°]	Polarizace	β_x [°]	β_y [°]	Fáze [°]								Řídicí napětí [V]							
							1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
Bez fázování	1	90	135	Lineární			1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							-11	-11	-11	-11	-11	-11	-11	-11	0	0	0	0	0	0	0	0
Bez fázování; Dva typy charakteristik	2	90	135	Lineární			1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							0	0	0	0	0	0	0	0	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
	3	10	0	Lineární	-178,18	0	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							187	0	180	0	0	0	0	0	11	1,5	11	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
	4	45	72	Kruhová	-39,53	-121,67	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							50	0	40	-11	60	110	90	140	5,5	1,5	4,9	0	6	8,2	7,5	9,5
Vynecháno	5	89	120	Lineární	1,58	-2,73	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
	6	10	192	Kruhová	174,28	37,05	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							180	0	-150	37	140	-40	90	270	11	1,5	12	4,8	9,5	0	7,5	0
	7	45	240	Lineární	63,97	110,79	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							65	0	175	110	0	0	0	0	6,2	1,5	11	8,2	1,5	1,5	1,5	1,5
	8	89	312	Kruhová	-2,11	2,35	1	2	5	6	3	4	7	8	1	2	5	6	3	4	7	8
							0	0	0	0	90	90	90	90	1,5	1,5	1,5	1,5	7,5	7,5	7,5	7,5

Dalším přípravným krokem bylo zajištění *měřicího vybavení*. K měření bylo potřeba osmi zdrojů napětí, regulovatelných v rozsahu alespoň 0-12 V. Volbou bylo tedy zajištění co nejmenšího počtu napájecích napěťových zdrojů, které dohromady dají dostatečný počet analogových výstupů. S tím opět pomohla společnost Rohde & Schwarz Vimperk, kde byla zapůjčena *dvojice čtyř kanálových napájecích zdrojů Rohde & Schwarz HMP4040* včetně potřebné kabeláže. Zdroje jsou regulovatelné v rozsahu 0-32 V s proudovým omezením až do 10 A. Vysokofrekvenční chování anténní řady lze kompletně odměřit za pomoci *síťového analyzátoru a bezodrazové komory*. Vektorový síťový analyzátor, *Rohde & Schwarz ZVB 8*, i prostory měřicí komory byly zajištěny na půdě ZČU FEL Plzeň.

5.2 Podmínky měření

Měřená anténa byla z praktických důvodů přichycena ve *svislé poloze* (namísto vodorovné polohy při umístění v praxi) ke stojanu umístěném na měřicím stole, stojícím na točně ve vzdálenosti *3,315 m* od měřicí (referenční) antény. Tato *trychtýřová* anténa byla nastavena do stejné výšky jako anténa měřená, tedy do *1,2 m*. Při pracovním kmitočtu vykazuje měřicí anténa normovaný zisk *5,5 dB*. Fázové posouvače byly napájeny zdroji, umístěnými na témže měřicím stole, přes speciální svorky připojené na dvou pinové konektory. Napětí, potažmo fáze, na posouvačích byla nastavována manuálně před započítím každého nového měření.

Vektorový analyzátor byl umístěn v elektromagneticky odstíněném velínu a jedním svým vstupem byl připojen k měřené anténě, druhým vstupem k anténě měřicí. S_{22} parametry byly měřeny a ukládány *manuálně* přímo na rozhraní analyzátoru. Ke změně polohy točny ($0 - 360^\circ$), měřicí antény (horizontální či vertikální polarizace) a sběru dat z analyzátoru (přes GPIB rozhraní) byl využit měřicí PC s předem připravenými *skripty v prostředí MATLAB*. Při měření směrových charakteristik byl jak na analyzátoru, tak ve skriptu volen maximální možný kmitočtový rozsah *100 MHz - 4100 MHz* a časová brána v rozsahu *0 - 27 ns*. Na analyzátoru bylo pro sběr dat nastaveno *2001 měřicích bodů* a na této hodnotě udržováno po celou dobu měření. Volba kmitočtového rozsahu byla provedena především kvůli zlepšení časového, respektive prostorového, rozlišení (kdy je prostorové rozlišení převrácenou hodnotou rozlišení časového). Při frekvenčním rozsahu 4 GHz je časové rozlišení 0,25 ns, což odpovídá 75 mm ve volném prostoru. Počet měřicích bodů

spolu s rozlišením určuje celý rozsah délek, které se v transformaci zobrazí. V tomto případě celkem 150 m. Velikost časového okna byla vzhledem ke zvolenému frekvenčnímu rozsahu a počtu měřicích bodů volena tak, aby došlo k maximálnímu potlačení odrazů o stěny měřicí komory. Při měření polarizace byl kmitočtový rozsah (v analyzátoru i ve skriptu) snížen na dostatečných 300 MHz – 500 MHz (bez časového okna), neboť při měření v „silných“ směrech vyzařování je odraz od zadní stěny zanedbatelný. Zisky byly odečítány s dynamickým rozsahem 25 dB.

V případě měření směrových charakteristik byla měřená anténa, za současného sběru dat, otáčena na točně v rozsahu $0^\circ - 360^\circ$ - s krokem 10° . Data byla následně skriptem vykreslena do jednorozměrných *azimutových* směrových charakteristik (a *jedné elevační* charakteristiky v případě druhého měření) s *azimutovou složkou* polarizace. Při měření polarizace bylo při sběru dat natáčeno měřicí anténou z její horizontální do vertikální polohy, čímž byly získány dvě kolmé složky polarizace, které pak skript vykreslil do polarizačního diagramu. Tato metoda nese stejnojmenný název, tedy *metoda polarizačního diagramu*. Měření zisku bylo zajištěno aplikací Friisovy formule a *metody dvou antén*, implementovaných přímo v měřicím skriptu. Ten následně vykreslil také závislost zisku měřené antény na kmitočtu.

V průběhu měření se naneštěstí ukázala spousta problémů, které celé měření zkomplikovaly. Příkladem může být *nefunkčnost ovládání točny a ovládání stojanu s měřicí anténou*, *výpadky měřicího skriptu*, *výpadky měřicího analyzátoru* apod. Téměř každé měření tak bylo nutné nahrát recalibrační soubor pro analyzátor, restartovat měřicí PC či restartovat napájení točny i stojanu spolu s následnou recalibrací. Proto se tyto komplikace *mohly projevit* i do výsledků celého měření a současně zvýšily celkový potřebný čas.

Fotografie pořízené při měření této anténní řady jsou k dispozici na konci práce v přílohách.

5.3 Výsledky měření

Zprvu je nutno podotknout, že pro získání *kompletních* výsledků by bylo nutné měření realizovat v časovém rozmezí několika *dnů* možná i *týdnů*. To však nebylo možné z důvodu časového omezení zápůjčky napěťových zdrojů a dostupnosti bezodrazové komory. Získán byl tak jen zlomek výsledků, z nichž mohou být některé ovlivněny problematickou funkcí měřicího vybavení či pouhou nepozorností měřicího operátora. Možnosti využití výsledků tohoto měření jsou proto omezené.

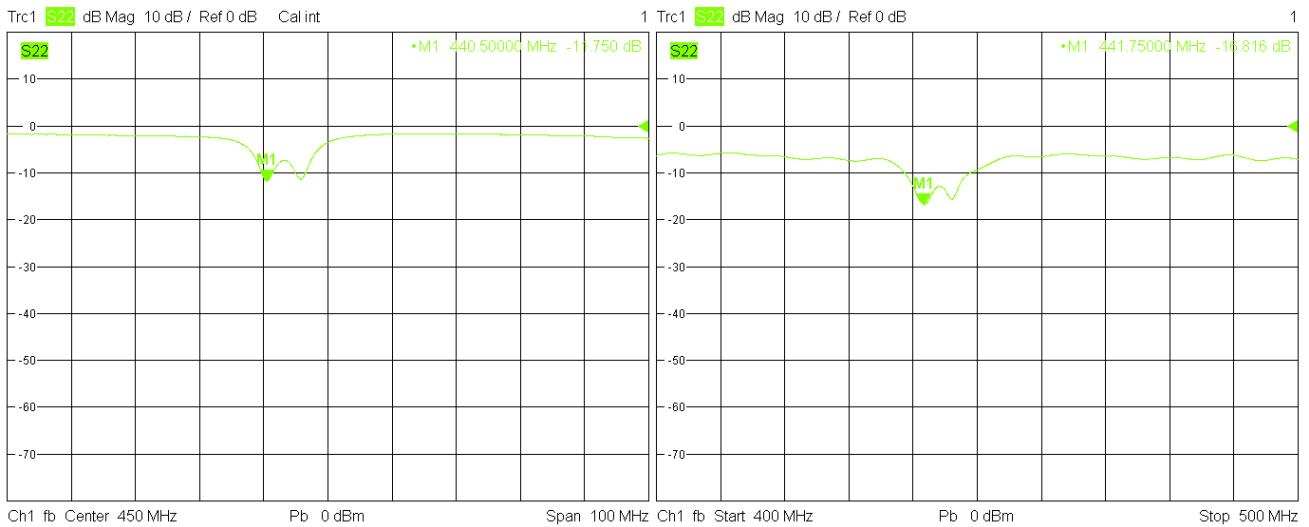
5.3.1 Měření S_{22} parametrů

Předně je třeba říci, že výsledky měření S_{22} parametrů naplnily obavy z posunu rezonančního kmitočtu z původně navržených 437,24 MHz. Jak se ukázalo, rezonanční kmitočet se pohybuje o několik MHz výše, přibližně v rozmezí 440 MHz – 443 MHz. Dále byla prokázána chyba impedančního přizpůsobení vlivem umístění fázových posouvačů mezi transformační vedení. Vždy bylo však přizpůsobení dostatečné pro provoz (obecně přijímaná hranice -10 dB). Zjištěna byla také závislost mezi velikostí řídicího napětí a rezonančním kmitočtem struktury, respektive impedančním přizpůsobením.

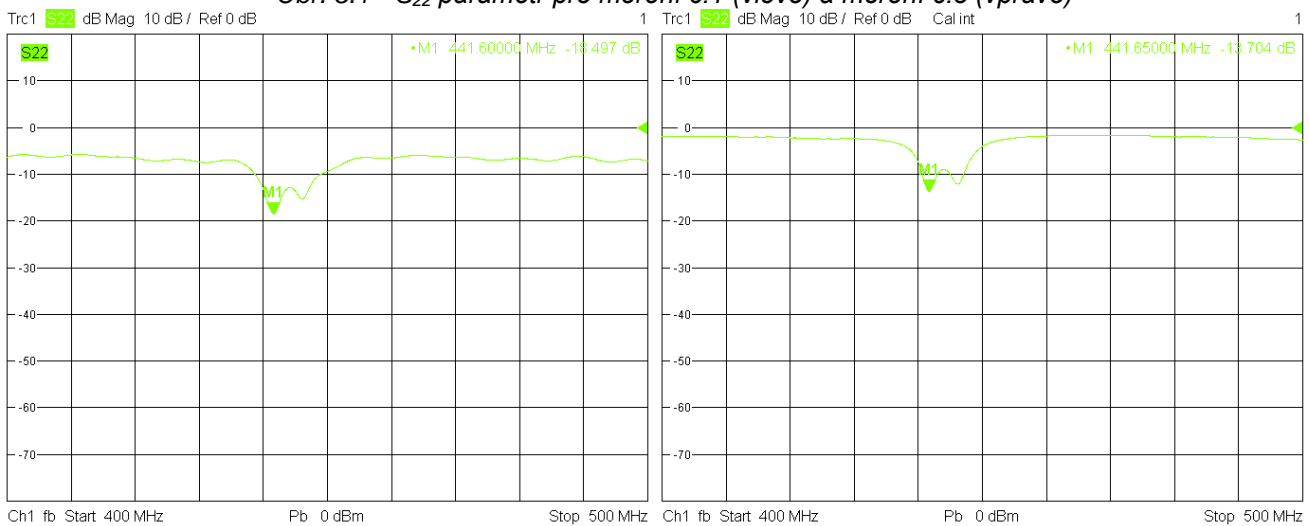
Největší vliv na velikost rezonančního kmitočtu má zřejmě relativní permitivita substrátu a velikost čtvercových flíčků. Zpětnými simulacemi bylo zjištěno, že pro posun rezonančního kmitočtu z původních 437,24 MHz na 440 MHz by používaný substrát musel vykazovat relativní permitivitu *nižší* o 0,9 (tedy 6,36) nebo by flíčky musely mít délku strany 132,93 mm namísto 133,8 mm. Strany flíčků byly ovšem následně proměřeny a nebyla nalezena žádná rozměrová odchylka.

Závislost impedančního přizpůsobení a rezonančního kmitočtu na velikosti řídicího napětí by se dala vysvětlit změnou *primárních parametrů* posouvačů. Odpor, indukčnost, kapacita i svod mohou měnit svoji velikost při změně velikosti přiloženého napětí, čímž dochází ke změně impedance jednotlivých posouvačů, respektive k *posuvu* rezonančního kmitočtu celého anténního pole. Nejnižšího kmitočtu (440,5 MHz) dosahuje anténa pro měření č.1 (Obr. 5.1 vlevo), tedy při nulovém napájení fázových posouvačů. Naopak nejvyšší kmitočet (443,4 MHz) byl dosažen při čtvrtém měření. Pro obě varianty měření č. 2 (Obr. 5.2) je dle předpokladu rezonanční kmitočet totožný (441,6 MHz). Nejlepšího impedančního přizpůsobení ($S_{22} = -25,8$ dB) dosahuje anténní řada pro měření č. 8 (Obr. 5.4

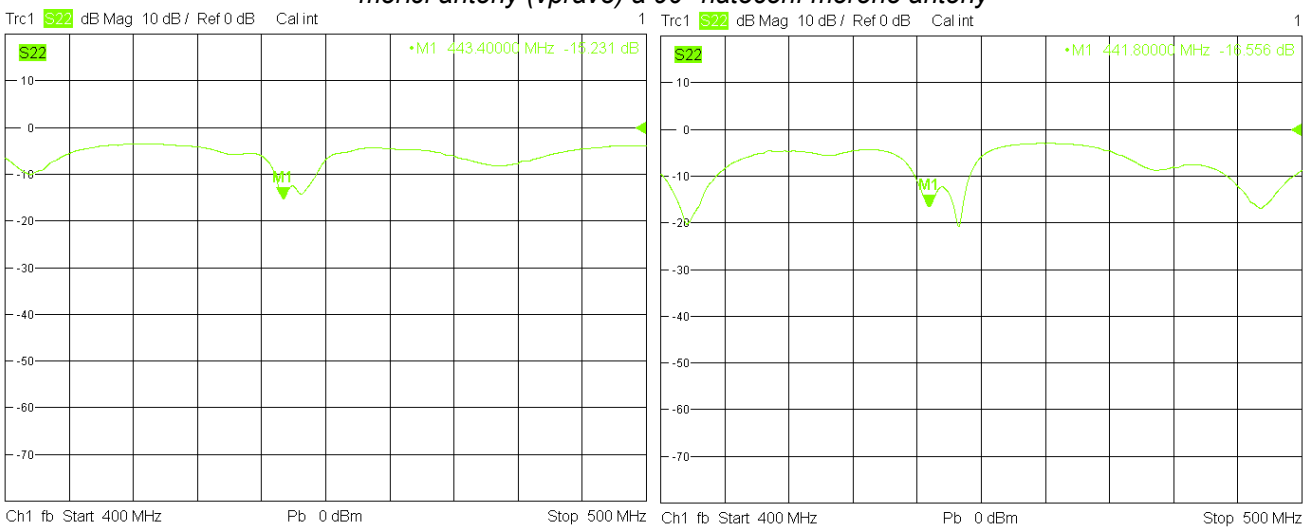
vpravo) při rezonančním kmitočtu 442,4 MHz. Zajímavostí je shodnost kmitočtů pro měření 7 a 8 (Obr. 5.4) současně při rozdílném impedančním přizpůsobení. Přiložené screenshots z měřicího přístroje zobrazují výsledky měření S_{22} parametru.



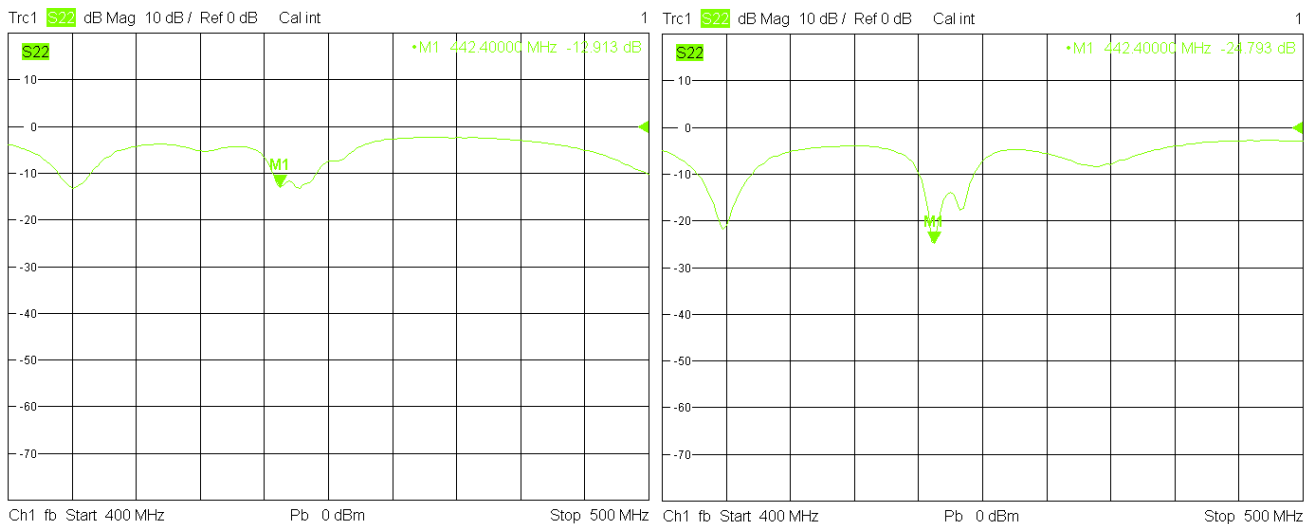
Obr. 5.1 - S_{22} parametr pro měření č.1 (vlevo) a měření č.3 (vpravo)



Obr. 5.2 - S_{22} parametr pro měření č.2; Horizontální poloha měřicí antény (vlevo); Vertikální poloha měřicí antény (vpravo) a 90° natočení měřené antény



Obr. 5.3 - S_{22} parametr pro měření č.4 (vlevo) a měření č.6 (vpravo)

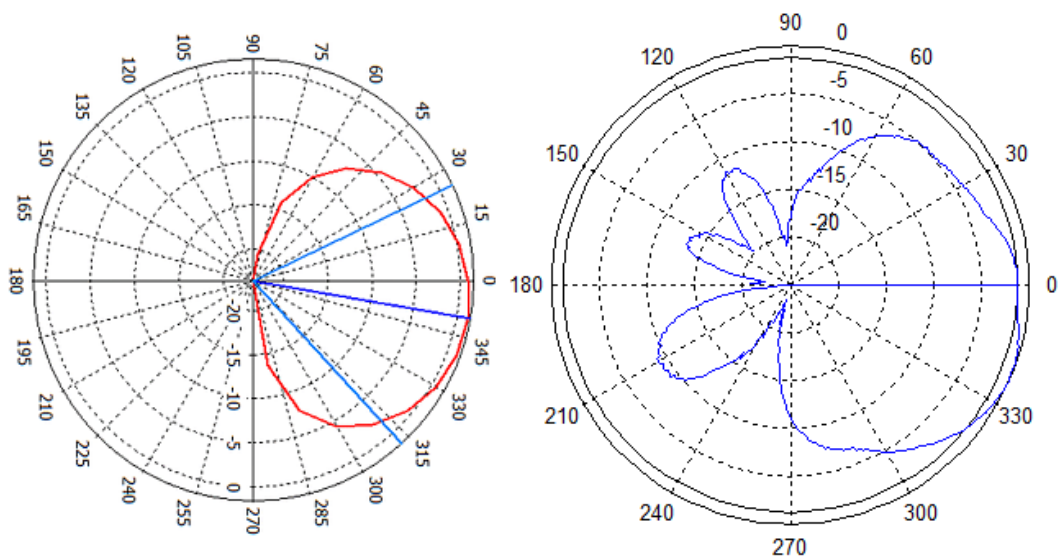
Obr. 5.4 - S_{22} parametr pro měření č.7 (vlevo) a měření č.8 (vpravo)

5.3.2 Měření směrových charakteristik

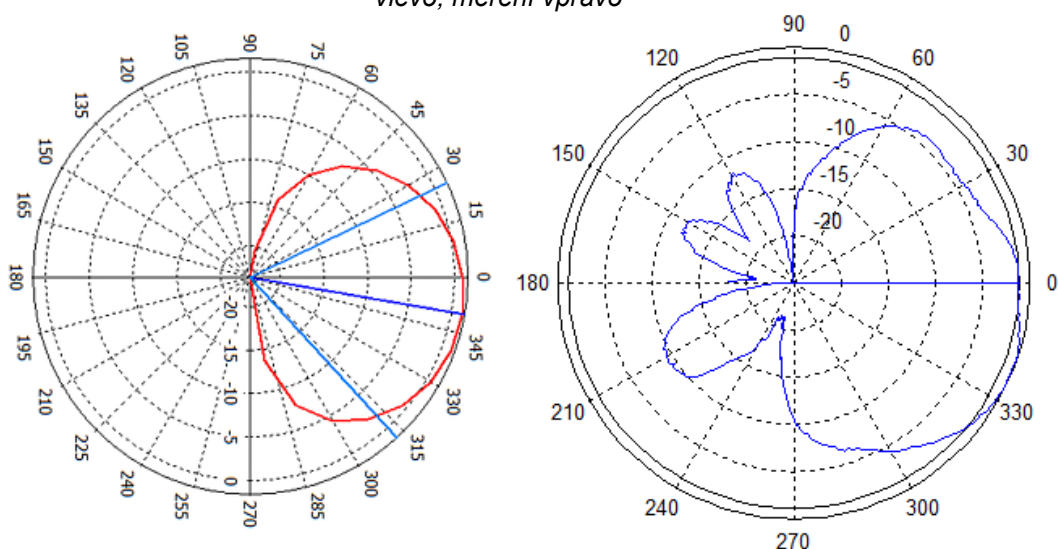
Jak již bylo zmíněno v kapitole 5.2, měřená anténa byla z praktických důvodů umístěna ve svislé poloze, čímž mohly být získány *pouze azimutové složky* polarizace (nulová elevace). Při všech měřeních, kromě měření č.2 a vertikálnímu natočení měřicí antény, byly proto získány *pouze azimutové směrové charakteristiky*. Natočením měřené antény o 90° a současné volbě *vertikální* polohy měřicí antény byla získána azimutová složka polarizace *elevační směrové charakteristiky*. V kapitole 4.5.2 však bylo také zmíněno, že anténa bude v budoucnu umístěna ve vodorovné poloze, čemuž odpovídal i návrh v simulačním prostředí. Tím pádem byly ve výsledcích simulací v kapitole 4.5.5 zmíněny pouze dvě složky polarizace z jedné elevační směrové charakteristiky. Alespoň pro částečné srovnání výsledků tak musely být ve vlnovém simulátoru vytvořeny *nové odpovídající* charakteristiky. Při těchto simulacích byl kladen důraz i na nastavení podmínek, které by co nejvíce odpovídaly měření v reálném prostředí (dynamický rozsah 25 dB, krok změny elevace/azimutu 10° aj.).

Z výsledků lze odvodit bohužel *pouze částečné* směrové chování navržené antény. Informaci o zisku *nelze* z dostupných dat *určit*. Bylo by potřeba měřenou anténu položit do vodorovné polohy a získat tak druhou (elevační) složku polarizace azimutové charakteristiky. Simulacemi se rovněž nepodařilo vytvořit zadní vyzařovací laloky.

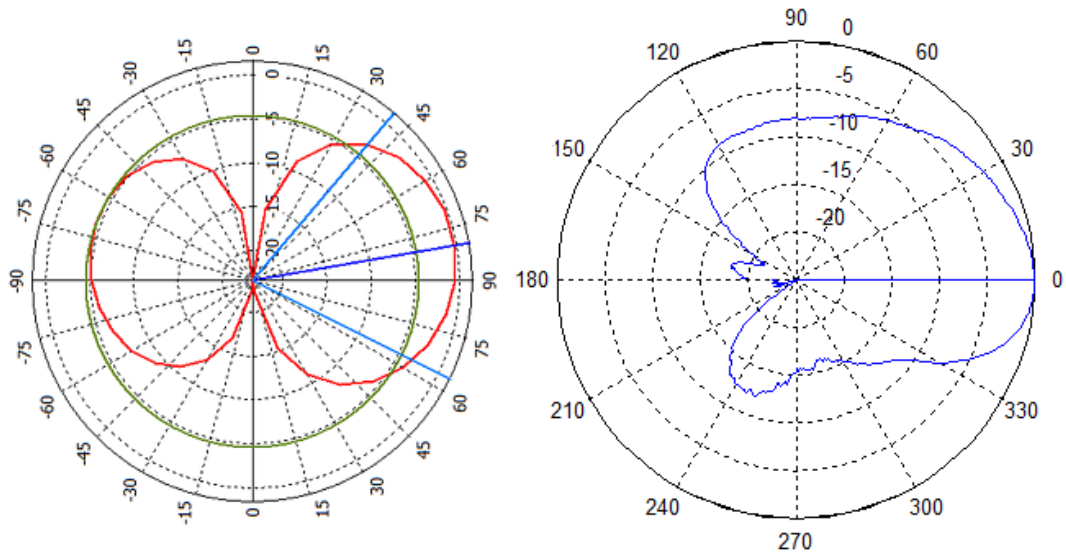
Výsledky z měření č. 1, 2, 4, 6 a 8 (Obr. 5.5, 5.6, 5.7, 5.9, 5.10 a 5.12) prokázaly výraznou shodu s dodatečnými simulacemi. U třetího měření (Obr 5.8) vykazuje simulace podobný zisk jak pro 40° , tak pro zhruba 330° . S tímto přihlédnutím se pak výsledky měření a simulace téměř shodují. Měření č. 7 (Obr. 5.11) je zřejmě chybné. Směrová charakteristika neodpovídá simulacím a ani se nepodobá ostatním měřením. Pravděpodobně došlo k uvolnění napájecích svorek fázových posouvačů. Pro další měření byla tato chyba odstraněna.



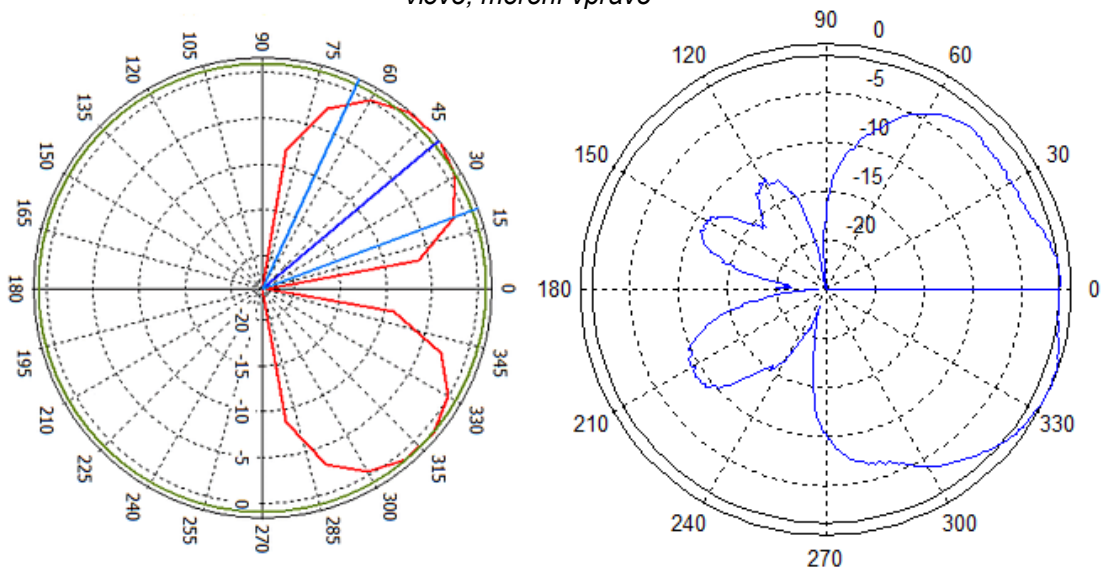
Obr. 5.5 – Měření č.1 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



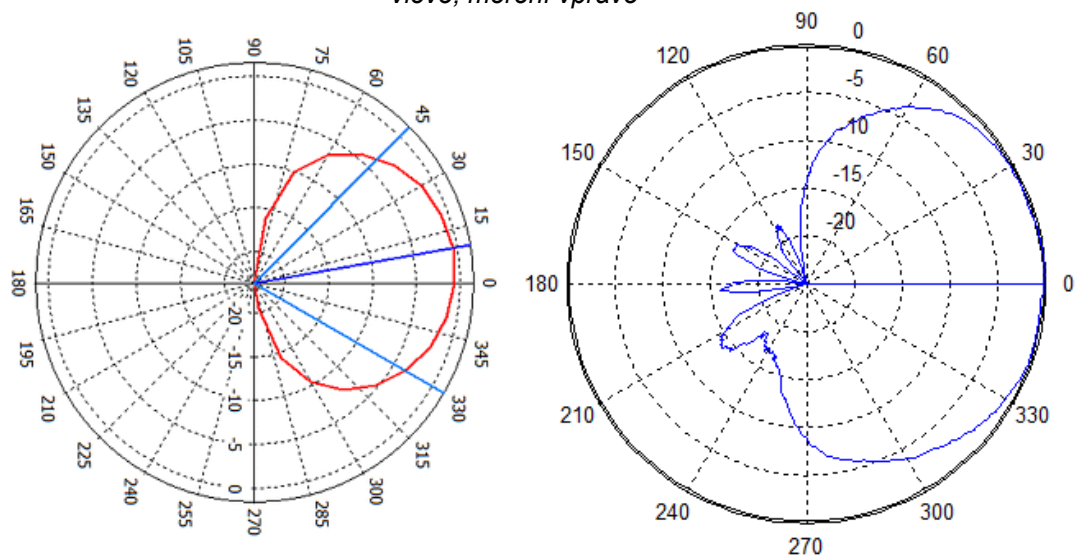
Obr. 5.6 – Měření č.2 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



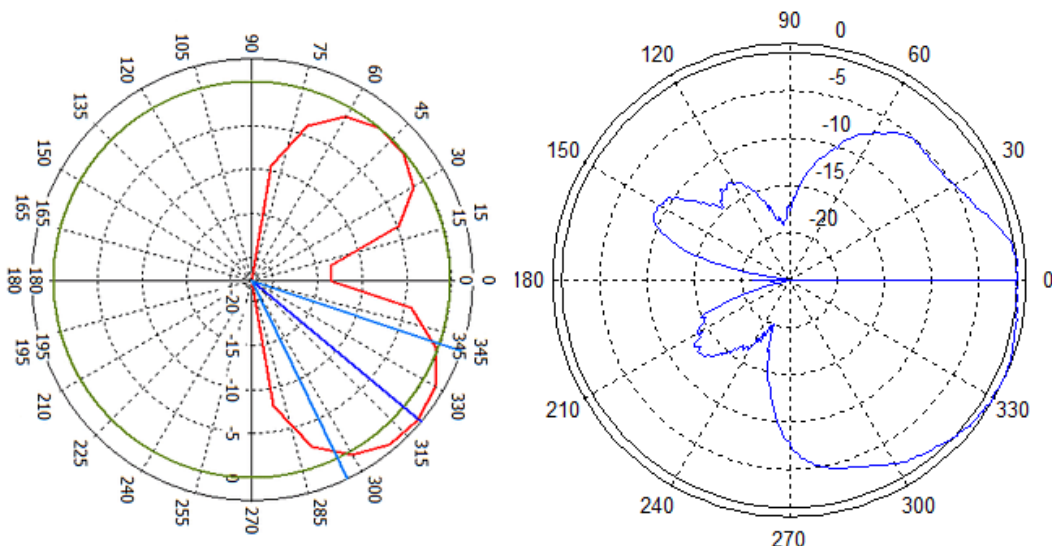
Obr. 5.7 – Měření č.2 - směrová elevační charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



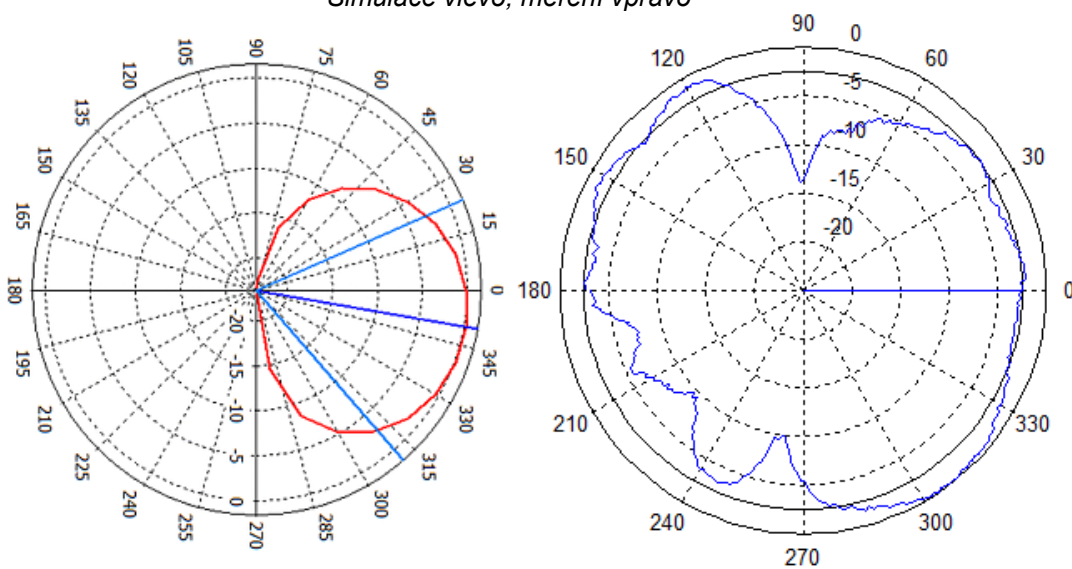
Obr. 5.8 – Měření č.3 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



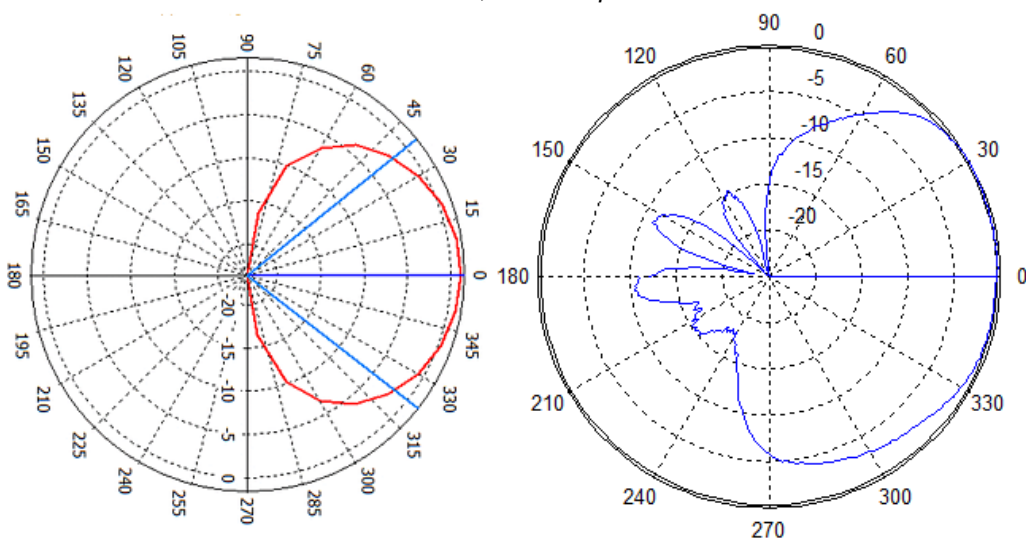
Obr. 5.9 – Měření č.4 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



Obr. 5.10 – Měření č.6 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



Obr. 5.11 – Měření č.7 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo



Obr. 5.12 – Měření č.8 - směrová azimutová charakteristika, azimutová složka polarizace; Simulace vlevo, měření vpravo

5.3.3 Měření polarizace

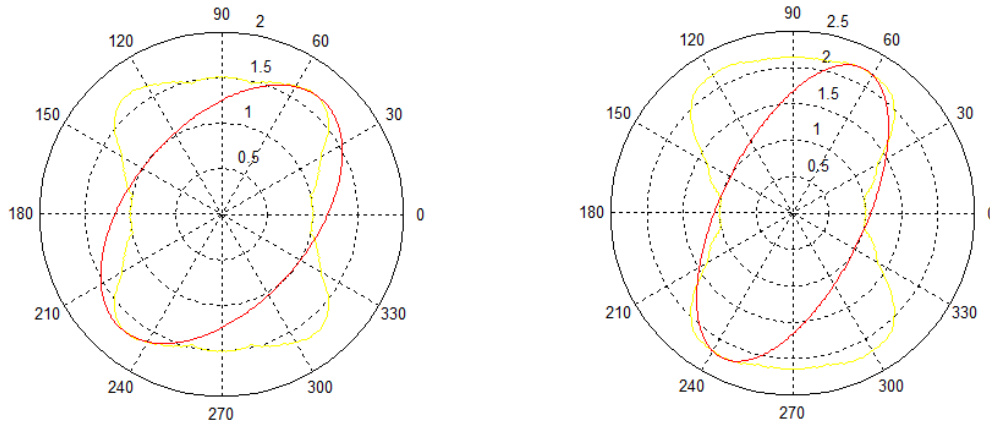
Při měření polarizace byla použita, již jednou zmíněná, *metoda polarizačního diagramu*. Polarizační diagramy (přenosy nasbírané při postupném otáčení měřicí antény z horizontální do vertikální polohy) jsou na obrázcích vyobrazeny *žlutou* barvou. Červená barva přísluší vykresleným polarizačním elipsám. Skript ovšem tyto elipsy nevyhodnotil vždy zcela správně, a proto jsou žluté křivky směrodatnějším ukazatelem uskutečněné polarizace. Díky tomu se nelze plně spoléhat ani na numerický výpočet osového poměru, který je počítán z křivek červených. Pro orientační srovnání je ovšem údaj osového poměru dostatečný. Získány byly polarizační diagramy při výchozím natočení měřené antény, v případě měření č. 2 ještě navíc diagram při jejím 90° otočení, kdy by mělo být výsledkem pouhé 90° natočení diagramu, respektive elipsy.

Pro *lineární* volbu polarizace by dle teoretických předpokladů získaných v [9] měly křivky polarizačních diagramů vykazovat jistou *zakřivenost*. Ta by se v případě ideální lineární polarizace měla projevit až osmičkovým tvarem, popřípadě tvarem zploštělé elipsy. Odpovídající osový poměr by se měl blížit *nule*. Pro *kruhovou* volbu polarizace by měly být diagramy naopak co nejvíce *zaoblené*, v ideálním případě kruhové. Osový poměr kruhové polarizace by se pak měl přibližovat *jedné*.

První obrázek, Obr. 5.13, zachycuje měření č. 3 a měření č. 7, kdy bylo dosaženo *výrazné lineární polarizace* (dle předchozích předpokladů a nastavení fázových posouvačů). Osový poměr dosahuje rozmezí $0,45 - 0,59$. Linearita nebyla narušena ani chybou připojení některého z fázových posouvačů (viz [5.3.2](#) a měření č. 7). Z toho je patrné, že anténní řada standardně vyzařuje s polarizací lineární a pro kruhovou polarizaci je nutné opravdu přesné nastavení všech posouvačů. Na Obr. 5.14 je pro změnu zaznamenáno měření č. 4 a č. 8 s *výraznou kruhovou polarizací*, rovněž dle předpokladů. Osový poměr je v rozsahu $0,69 - 0,87$. Polarizaci pro měření č. 1, č. 2 a č. 6 (Obr. 15 a levá polovina Obr. 16) *nelze s jistotou určit*. Osový poměr se pohybuje v rozmezí $0,71 - 0,79$. První dvě měření, tedy nastavení bez fázování, by měla vykazovat lineární charakter. Polarizace šestého měření by měla být naopak kruhová. Pro ověření by bylo nutné provést další měření. Při 90° natočení měřené antény u druhého měření (Obr. 5.16 vpravo) je patrná *výrazně lineární polarizace* (osový poměr $0,36$). Výsledek měření ovšem nekoresponduje s předpokladem. Polarizační diagram měl být totožný, pouze natočen o 90°, jako diagram při měření ve výchozím

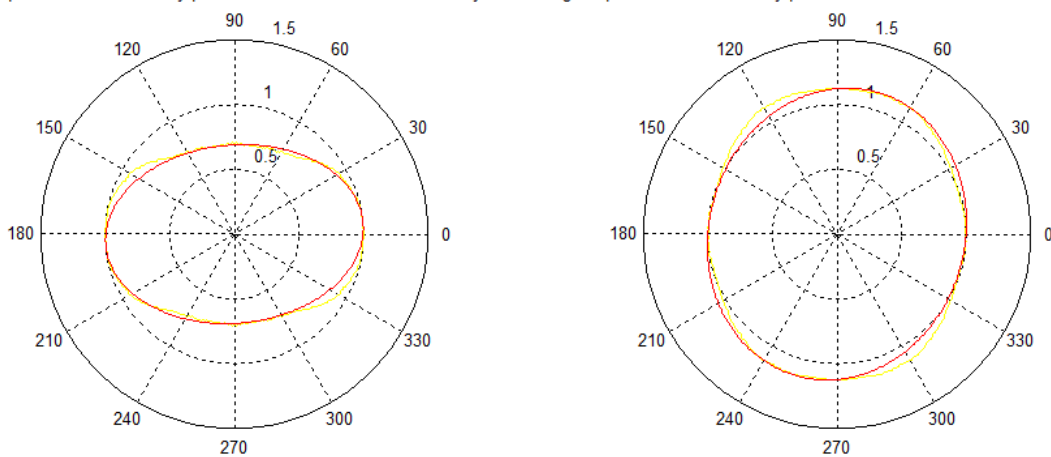
nastavení měřené antény. Tato nesourodost výsledků by mohla indikovat nelineárnost pohybu otáčení měřicí anténou. Jak již bylo zmíněno, s otáčením měřicí antény byly v průběhu měření občasné problémy a je možné, že pro toto konkrétní měření či možná i další byly výsledky zkompromitovány touto chybou.

Diagram pro $f = 442$ MHz. Osový pomer: $r = 0.59$. Odklon od horizontality: 49 st. Diagram pro $f = 443$ MHz. Osový pomer: $r = 0.45$. Odklon od horizontality: 64 st.



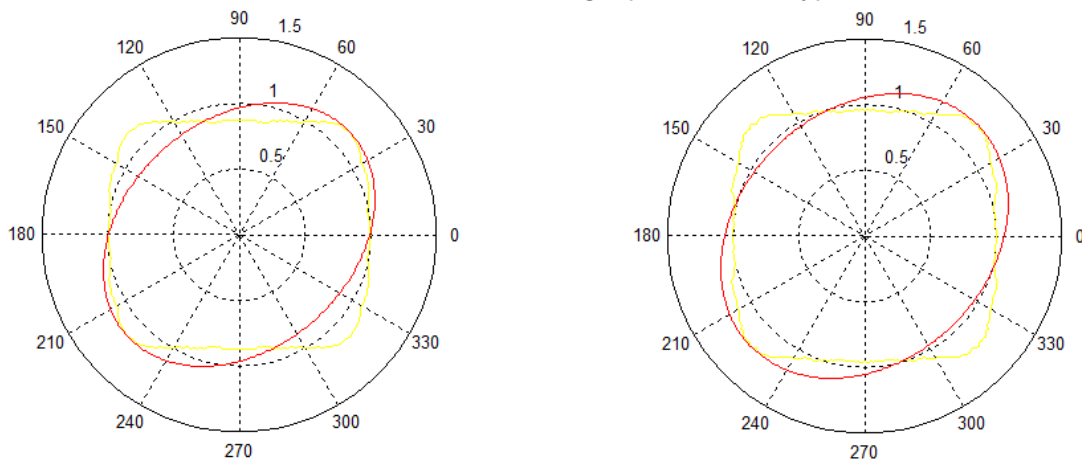
Obr. 5.13 - Měření polarizace; Měření č. 3 (vlevo), měření č. 7 (vpravo)

Diagram pro $f = 444$ MHz. Osový pomer: $r = 0.69$. Odklon od horizontality: 5 st. Diagram pro $f = 443$ MHz. Osový pomer: $r = 0.87$. Odklon od horizontality: 73 st.



Obr. 5.14 - Měření polarizace; Měření č. 4 (vlevo), měření č. 8 (vpravo)

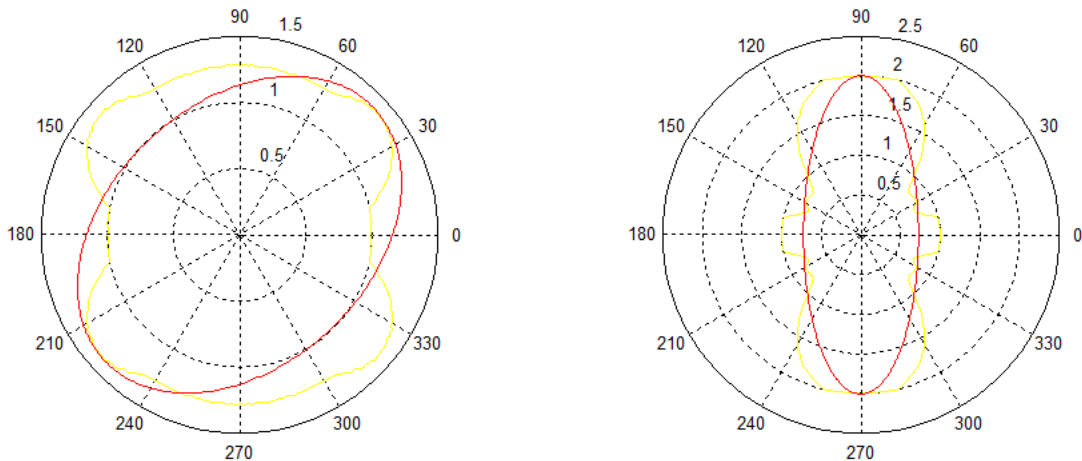
Diagram pro $f = 441$ MHz. Osový pomer: $r = 0.76$. Odklon od horizontality: 42 st. Diagram pro $f = 442$ MHz. Osový pomer: $r = 0.79$. Odklon od horizontality: 44 st.



Obr. 5.15 - Měření polarizace; Měření č. 1 (vlevo), měření č. 2 (vpravo) – výchozí pozice měřené

antény

Diagram pro $f = 442$ MHz. Osovy pomer: $r = 0.71$. Odklon od horizontaly: 43 st. Diagram pro $f = 442$ MHz. Osovy pomer: $r = 0.36$. Odklon od horizontaly: 90 st.



Obr. 5.16 - Měření polarizace; Měření č. 6 (vlevo), měření č. 2 (vpravo) – 90° natočení měřené antény

5.3.4 Měření zisku

Samotné měření zisku zabralo pro každé nastavení napětí jen několik minut, a proto bylo provedeno pro všechna měření. Faktem ale zůstává, že výsledky nejsou nikterak směřodatné a nevypovídají nic o skutečně vyzařovaném zisku. Měřicí skript je nastaven pro 0° natočení točny (kolmé vyzařování), a tak by výsledky měly smysl pouze pro měření č. 1 a 2. Vlivem polarizačního nepřizpůsobení nejsou ovšem ani tyto hodnoty vypovídající. Pro zkombinování výsledků (sečtení výkonů) by bylo potřeba provést doplňující měření pro získání elevační složky polarizace azimutové charakteristiky či získat obě složky polarizace elevační charakteristiky novým měřením. Po sečtení obou složek by navíc bylo třeba zahrnout možnou chybu vlivem nastavení časového okna. Z důvodu irelevantnosti získaných údajů jsou změřené zisky přiloženy až na konci práce v přílohách.

Závěr

Cílem této práce byl návrh koncepce anténního systému tak, aby nebyl závislý na mechanické konfigurovatelnosti a aby pokrýval požadavky výkonové bilance a azimutu/elevace během přeletu pikosatelitu VZLUSAT-1, respektive PilsenCube-II, za poskytnutí volitelné polarizace. Součástí bylo také doporučení a specifikace včlenění navržené anténní řady do systému pozemního segmentu umístěného v polárních oblastech. Cestou ke splnění cílů bylo prostudování principů syntézy anténních řad s výběrem podstatných parametrů pro návrh (s ohledem na využití v pozemním segmentu). Platnost výsledků byla ověřena za pomoci vlnového simulátoru elektromagnetického pole CST Microwave Studio. Všechny tyto cíle práce byly splněny.

Po fiktivním umístění pozemního segmentu do polární oblasti (Oulu, Finsko) byl zjištěn nárůst použitelných rádiových kontaktů (elevace nad 10°) asi o 60 % oproti segmentu umístěném v Plzni. Z výpočtu energetické bilance rádiového spoje byl stanoven požadavek na zisk anténního pole o velikosti asi 3,2 dB. Simulacemi bylo s pomocí navržené antény, rezonující na kmitočtu 437,24 MHz, dosaženo realizovaného zisku 5,5 dB, v některých případech fázování dokonce až 5,8 dB. V anténní řadě bylo díky specifickému návrhu topologie a umístění fázových posouvačů při simulacích dosaženo libovolné změny elevace nad 10° a libovolné změny azimutu v rozsahu $0^\circ - 360^\circ$. Díky přidání čtveřice fázových posouvačů a specifickému nastavení byla simulátorem ověřena rovněž funkčnost volitelné vyzařovací polarizace. Pro včlenění do anténního segmentu byly dále specifikovány a doporučeny požadavky včetně zjednodušeného návrhu realizace. Připraveny byly tabulky s vypočtenými údaji nezbytnými pro úspěšnou implementaci algoritmu do řídicího počítače.

Nad rámec této práce byl na základě teoretických poznatků a četných simulací vytvořen rovněž návrh výroby anténního pole zakončený úspěšnou výrobou. Flíčková anténní řada byla vyrobena společností PragoBoard s.r.o. na nízkoztrátovém substrátu s vysokou permitivitou Rogers RO4360G2TM, s celkovými rozměry 499,6 mm x 571,6 mm. DPS byla osazena osmicí fázových posouvačů Mini-Circuits JSPHS-446+ umístěných do pozic s co možná nejlepším impedančním přizpůsobením, osmicí dvou pinových konektorů pro řízení fáze napětím a koaxiálním SMA konektorem.

Pro vyrobené anténní pole bylo navíc zrealizováno měření, snažící se konfrontovat výsledky dosažené při simulacích. Zjištěn byl posun rezonančního kmitočtu z původních 437,24 MHz přibližně do oblasti 440 MHz pravděpodobně z důvodu jiné relativní permitivity substrátu, než pro kterou byl návrh určen. Dále byla detekována závislost velikosti rezonančního kmitočtu, respektive kvality impedančního přizpůsobení, na velikosti řídicího napětí fázových posouvačů způsobená nejspíše změnou primárních parametrů samotných posouvačů. Z důvodu časově omezeného měření v bezodrazové komoře nebyly bohužel získány kompletní hodnoty. Z dostupných naměřených dat se však dá potvrdit funkčnost fázování včetně volitelné polarizace. Ověřit se bohužel nedá realizovaný vyzařovaný zisk.

Návrh a realizace řídicí DPS s implementovaným algoritmem pro řízení fází by mohly tvořit další směr výzkumu této práce. Rovněž by mohl být navržen a vyroben plastový kryt pro ochranu antény v nepříznivém venkovním prostředí. Neméně podstatným bodem je dle mého názoru kompletní doměření všech relevantních vlastností a evaluace výsledků vzhledem k výsledkům získaných ze simulací. Dále by měly být prozkoumány a dle možností zrealizovány metody snížení rezonančního kmitočtu zpět do volného radioamatérského pásma, kdy se jako první nabízí zmenšení rozměrů flíčků odfrézováním či by se dalo polemizovat o možnosti přilepení vhodné kapacitní zátěže z důvodu elektrického prodloužení anténní struktury.

Seznam literatury a informačních zdrojů

- [1] *CubeSat Org* [online]. [cit. 2019-01-10]. Dostupné z: <http://www.cubesat.org>
- [2] VZLUSAT-1 [online]. [cit. 2019-01-10]. Dostupné z: <http://vzlusat1.cz/cs>
- [3] PilsenCube-I [online]. [cit. 2019-01-10]. Dostupné z: <https://telekomunikace.zcu.cz/pilsencube1>
- [4] *Pilsen Cube II* [online]. [cit. 2019-01-15]. Dostupné z: <http://pilsencube.cz>
- [5] VEŘTÁT, Ivo. Efektivní komunikační systém pikosatelitů. Plzeň, 2011. DISERTAČNÍ PRÁCE. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ. Vedoucí práce Doc. Ing. Jiří Masopust, CSc.
- [6] DANG, Kien. PHASED ARRAY ANTENNA INVESTIGATION FOR CUBESAT SIZE SATELLITES [[pdf]. Morehead State, 2016 [cit. 2019-01-23]. Master thesis. Faculty of the College of Science Morehead State University. Vedoucí práce Jeff A. Kruth.
- [7] PORUSH, PKS a Lata DIXIT. A 2x2 element planar phased array of rectangular microstrip antenna on Ni/Co ferrite substrate at 10 GHz. Indian Journal of Radio & Space Physics [pdf]. Department of Physics, Institute of Basic Sciences, Dr. B.R. Ambedkar University, Khandari, Agra, 1998, , 8 [cit. 2019-01-24].
- [8] KAKOYIANNIS, Constantine a Philip CONSTANTINOU. Electrically Small Microstrip Antennas Targeting Miniaturized Satellites: the CubeSat Paradigm [pdf]. School of Electrical and Computer Engineering National Technical University of Athens, Greece, 2011 [cit. 2019-01-24].
- [9] BALANIS, Constantine A. Antenna theory: analysis and design. Fourth edition. Hoboken, New Jersey: Wiley, [2016]. ISBN 978-111-8642-061.
- [10] MAILLOUX, Robert J. Phased array antenna handbook. Boston: Artech House, c1994. ISBN 978-089-0065-020.
- [11] ROGERS CORPORATION. RO4360G2™ High Frequency Laminates Datasheet [pdf]. , 2 [cit. 2019-02-04].
- [12] ROGERS CORPORATION. Technical Overview RO4360G2™ Laminate –TCDk [pdf]. , 3 [cit. 2019-02-04].
- [13] MINI-CIRCUITS. Narrow Band Phase Shifter JSPHS-446+ Dashboard [pdf]. , 1 [cit. 2019-02-04].
- [14] HEJNÁ, Eva. Návrh a Optimalizace Fličkové Anténní Řady [online]. Plzeň, 2013 [cit. 2019-02-06]. Bakalářská práce. ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ. Vedoucí práce Ing. Jan Mráz, Ph.D.
- [15] CST STUDIO SUITE Help. Plzeň: CST Microwave Studio, 2019.
- [16] Johnson / Cinch Connectivity Solutions. SMA 50 Ohm End Launch Jack Receptacle - Round Contact [online]., 5 [cit. 2019-03-29].
- [17] MINI-CIRCUITS. TEST DATA: MODEL: JSPHS-446+.

Přílohy

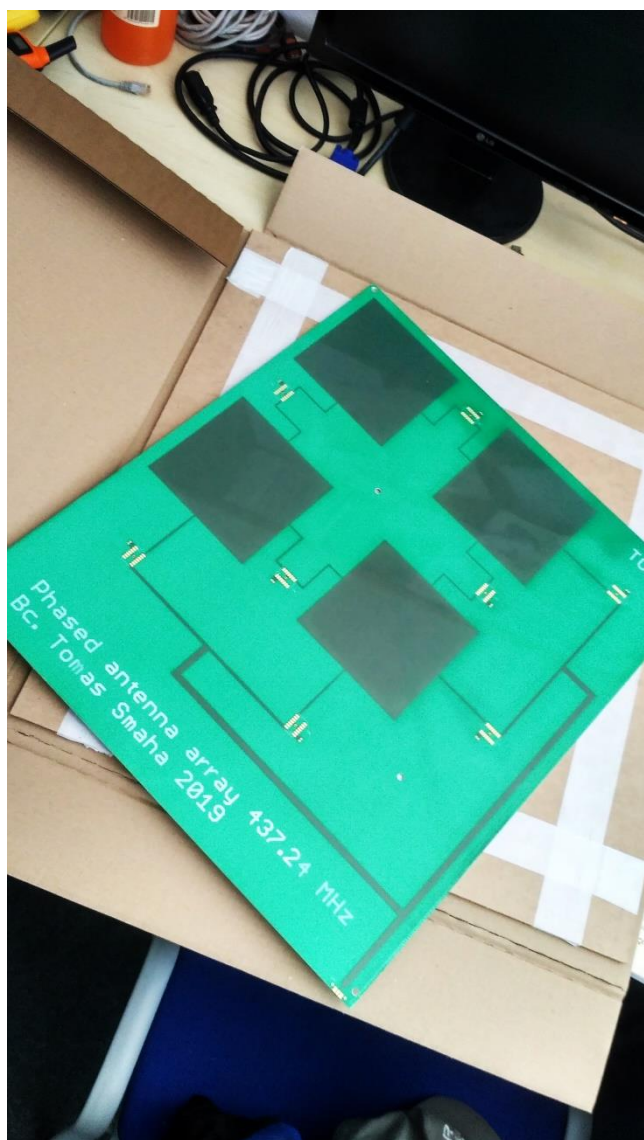
Tab. 1 - Přehled použitelných rádiových kontaktů v Plzni

AOS	TCA		LOS		Duration	Max El	AOS Az	LOS Az
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
11.10.2018 21:45	11.10.2018	21:51:25	11.10.2018	21:57:06	0:11:21	67.76	159.01	349.55
11.10.2018 23:20	11.10.2018	23:25:35	11.10.2018	23:30:10	0:09:11	10.90	217.89	326.63
12.10.2018 10:43	12.10.2018	10:49:26	12.10.2018	10:55:08	0:11:24	48.63	17.29	181.56
12.10.2018 12:17	12.10.2018	12:22:49	12.10.2018	12:27:49	0:10:00	16.48	358.28	236.67
12.10.2018 21:25	12.10.2018	21:31:11	12.10.2018	21:36:44	0:11:05	39.21	147.14	353.58
12.10.2018 22:59	12.10.2018	23:05:05	12.10.2018	23:10:12	0:10:14	17.82	203.76	332.89
13.10.2018 10:23	13.10.2018	10:29:02	13.10.2018	10:34:34	0:11:02	28.92	21.87	169.31
13.10.2018 11:57	13.10.2018	12:02:41	13.10.2018	12:08:03	0:10:44	25.15	2.52	224.41
13.10.2018 21:05	13.10.2018	21:11:00	13.10.2018	21:16:18	0:10:36	24.54	135.12	357.63
13.10.2018 22:39	13.10.2018	22:44:38	13.10.2018	22:50:06	0:10:55	28.70	190.74	338.13
14.10.2018 10:03	14.10.2018	10:08:35	14.10.2018	10:13:47	0:10:22	18.8	27.3	156.41
14.10.2018 11:36	14.10.2018	11:42:29	14.10.2018	11:48:06	0:11:13	40.11	5.55	212.50
14.10.2018 20:45	14.10.2018	20:50:51	14.10.2018	20:55:48	0:09:52	16.7	122.74	1.89
14.10.2018 22:18	14.10.2018	22:24:14	14.10.2018	22:29:53	0:11:17	48.64	178.36	342.76
15.10.2018 9:43	15.10.2018	9:48:05	15.10.2018	9:52:45	0:09:20	11.13	33.16	142.45
15.10.2018 11:16	15.10.2018	11:22:14	15.10.2018	11:27:59	0:11:29	68.92	10.55	200.73
15.10.2018 20:26	15.10.2018	20:30:46	15.10.2018	20:35:12	0:08:52	10.41	109.74	6.57
15.10.2018 21:58	15.10.2018	22:03:54	15.10.2018	22:09:36	0:11:24	85.34	166.34	347.02
16.10.2018 10:56	16.10.2018	11:01:56	16.10.2018	11:07:42	0:11:31	69.14	14.64	188.94
16.10.2018 12:30	16.10.2018	12:35:10	16.10.2018	12:39:53	0:09:27	7.77	355.56	244.46
16.10.2018 21:37	16.10.2018	21:43:36	16.10.2018	21:49:15	0:11:17	54.57	154.46	351.09
16.10.2018 23:12	16.10.2018	23:17:40	16.10.2018	23:22:29	0:09:39	13.29	212.29	329.26
17.10.2018 10:35	17.10.2018	10:41:34	17.10.2018	10:47:14	0:11:19	39.60	18.97	176.94
17.10.2018 12:09	17.10.2018	12:15:03	17.10.2018	12:20:13	0:10:20	19.44	0.00	231.87
17.10.2018 21:17	17.10.2018	21:23:22	17.10.2018	21:28:50	0:10:56	32.52	142.54	355.10
17.10.2018 22:51	17.10.2018	22:57:10	17.10.2018	23:02:26	0:10:33	21.41	198.64	335.05
18.10.2018 10:15	18.10.2018	10:21:08	18.10.2018	10:26:34	0:10:51	24.16	23.72	164.48
18.10.2018 11:49	18.10.2018	11:54:52	18.10.2018	12:00:22	0:10:58	29.97	4.12	219.76
18.10.2018 20:57	18.10.2018	21:03:10	18.10.2018	21:08:21	0:10:22	20.84	130.41	359.21

Tab. 2 - Přehled použitelných rádiových kontaktů z lokality Oulu, Finsko

AOS	TCA		LOS		Duration	Max El	AOS Az	LOS Az
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----
2018/10/11 18:42:52	2018/10/11	18:47:53	11.10.2018	18:52:54	0:10:01	17.8	105.43	342.57
2018/10/11 20:15:21	2018/10/11	20:21:02	11.10.2018	20:26:43	0:11:22	60.01	148.36	342.77
2018/10/11 21:49:35	2018/10/11	21:55:03	11.10.2018	22:00:30	0:10:55	26.96	194.08	339.53
2018/10/12 09:05:43	2018/10/12	9:10:51	12.10.2018	9:15:59	0:10:16	16.86	22.58	149.51
2018/10/12 10:39:25	2018/10/12	10:45:11	12.10.2018	10:50:57	0:11:32	79.36	17.92	196.64
2018/10/12 12:13:15	2018/10/12	12:18:36	12.10.2018	12:23:57	0:10:42	24.59	16.96	240.09
2018/10/12 18:23:00	2018/10/12	18:27:48	12.10.2018	18:32:36	0:09:35	13.90	96.43	341.99
2018/10/12 19:55:11	2018/10/12	20:00:47	12.10.2018	20:06:24	0:11:12	42.94	138.89	343.01
2018/10/12 21:29:00	2018/10/12	21:34:36	12.10.2018	21:40:13	0:11:12	37.50	183.80	340.57
2018/10/13 08:45:29	2018/10/13	8:50:17	13.10.2018	8:55:06	0:09:36	12.33	24.36	138.28
2018/10/13 10:19:05	2018/10/13	10:24:50	13.10.2018	10:30:34	0:11:29	55.17	18.55	186.88
2018/10/13 11:52:56	2018/10/13	11:58:26	13.10.2018	12:03:57	0:11:01	31.80	16.90	230.85
2018/10/13 13:26:40	2018/10/13	13:31:15	13.10.2018	13:35:50	0:09:09	11.43	18.84	272.54
2018/10/13 18:03:11	2018/10/13	18:07:45	13.10.2018	18:12:19	0:09:08	11.44	87.61	341.16
2018/10/13 19:35:06	2018/10/13	19:40:35	13.10.2018	19:46:04	0:10:58	32.01	129.51	343.09
2018/10/13 21:08:30	2018/10/13	21:14:12	13.10.2018	21:19:54	0:11:23	53.72	173.77	341.40
2018/10/13 22:44:01	2018/10/13	22:48:45	13.10.2018	22:53:29	0:09:28	11.91	222.80	335.46
2018/10/14 09:58:46	2018/10/14	10:04:26	14.10.2018	10:10:05	0:11:19	38.60	19.36	176.93
2018/10/14 11:32:35	2018/10/14	11:38:14	14.10.2018	11:43:52	0:11:16	42.56	16.99	221.52
2018/10/14 13:06:23	2018/10/14	13:11:12	14.10.2018	13:16:01	0:09:38	13.91	18.3	263.73
2018/10/14 19:15:04	2018/10/14	19:20:24	14.10.2018	19:25:44	0:10:39	24.73	120.23	343.02
2018/10/14 20:48:06	2018/10/14	20:53:50	14.10.2018	20:59:34	0:11:28	77.61	163.93	342.05
2018/10/14 22:23:06	2018/10/14	22:28:10	14.10.2018	22:33:15	0:10:09	16.38	211.43	337.33
2018/10/15 09:38:27	2018/10/15	9:43:59	15.10.2018	9:49:30	0:11:02	27.81	20.36	166.75
2018/10/15 11:12:14	2018/10/15	11:17:58	15.10.2018	11:23:42	0:11:27	59.24	17.23	212.11
2018/10/15 12:46:04	2018/10/15	12:51:07	15.10.2018	12:56:10	0:10:05	17.11	17.48	254.77
2018/10/15 18:55:06	2018/10/15	19:00:15	15.10.2018	19:05:24	0:10:17	19.60	111.05	342.78
2018/10/15 20:27:47	2018/10/15	20:33:31	15.10.2018	20:39:14	0:11:27	74.53	154.26	342.53
2018/10/15 22:02:18	2018/10/15	22:07:39	15.10.2018	22:12:59	0:10:41	22.28	200.57	338.81
2018/10/16 09:18:09	2018/10/16	9:23:28	16.10.2018	9:28:47	0:10:38	20.44	21.59	156.24
2018/10/16 10:51:54	2018/10/16	10:57:40	16.10.2018	11:03:27	0:11:33	83.56	17.61	202.58
2018/10/16 12:25:44	2018/10/16	12:30:59	16.10.2018	12:36:14	0:10:30	21.35	17.12	245.70
2018/10/16 18:35:11	2018/10/16	18:40:08	16.10.2018	18:45:05	0:09:53	15.82	101.98	342.31
2018/10/16 20:07:33	2018/10/16	20:13:13	16.10.2018	20:18:53	0:11:20	52.62	144.71	342.86
2018/10/16 21:41:37	2018/10/16	21:47:09	16.10.2018	21:52:41	0:11:04	30.58	190.08	339.99
2018/10/17 08:57:53	2018/10/17	9:02:55	17.10.2018	9:07:57	0:10:04	15.7	23.15	145.34
2018/10/17 10:31:33	2018/10/17	10:37:20	17.10.2018	10:43:06	0:11:33	69.32	18.13	192.92
2018/10/17 12:05:23	2018/10/17	12:10:49	17.10.2018	12:16:15	0:10:51	27.16	16.95	236.51
2018/10/17 13:39:06	2018/10/17	13:43:33	17.10.2018	13:47:59	0:08:53	10.24	19.57	277.77
2018/10/17 18:15:19	2018/10/17	18:20:03	17.10.2018	18:24:46	0:09:26	12.94	93.06	341.63
2018/10/17 19:47:24	2018/10/17	19:52:58	17.10.2018	19:58:32	0:11:08	38.25	135.28	343.04

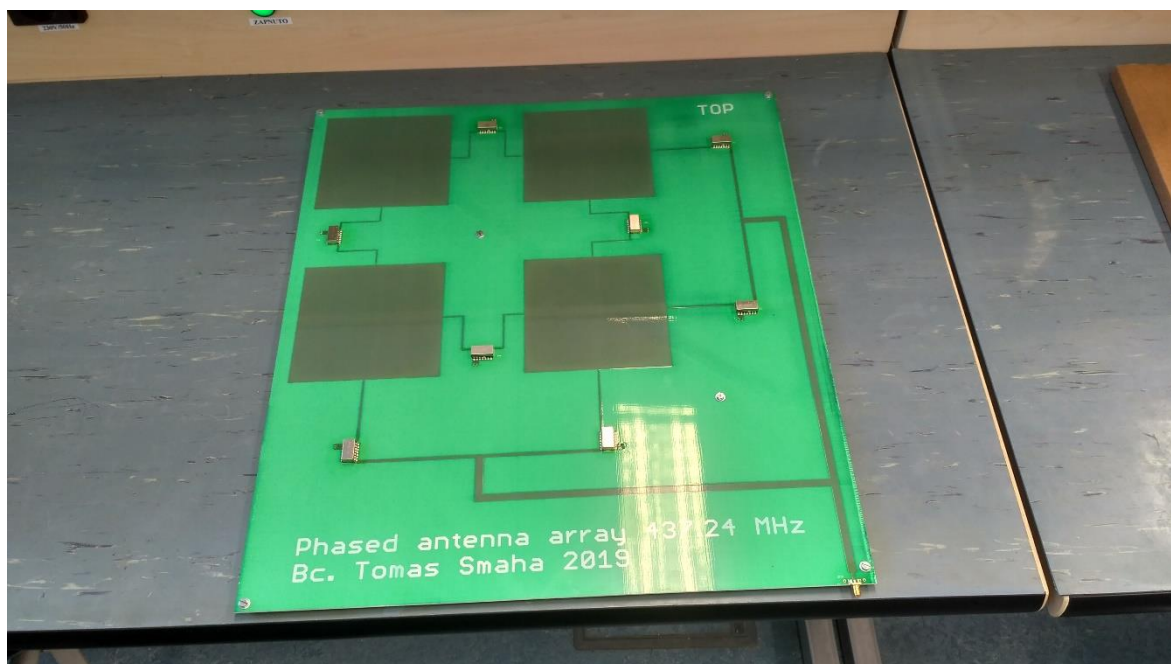
2018/10/17 21:21:03	2018/10/17	21:26:42	17.10.2018	21:32:22	0:11:19	43.00	179.90	340.94
2018/10/18 08:37:38	2018/10/18	8:42:19	18.10.2018	8:46:59	0:09:20	10.93	25.8	133.88
2018/10/18 10:11:12	2018/10/18	10:16:56	18.10.2018	10:22:40	0:11:28	48.05	18.82	183.10
2018/10/18 11:45:02	2018/10/18	11:50:37	18.10.2018	11:56:12	0:11:09	35.54	16.94	227.24
2018/10/18 13:18:48	2018/10/18	13:23:29	18.10.2018	13:28:11	0:09:22	12.39	18.58	269.10
2018/10/18 17:55:29	2018/10/18	17:59:59	18.10.2018	18:04:28	0:08:59	10.70	84.34	340.66



Obr. 1 – Vyrobená anténní řada, TOP vrstva



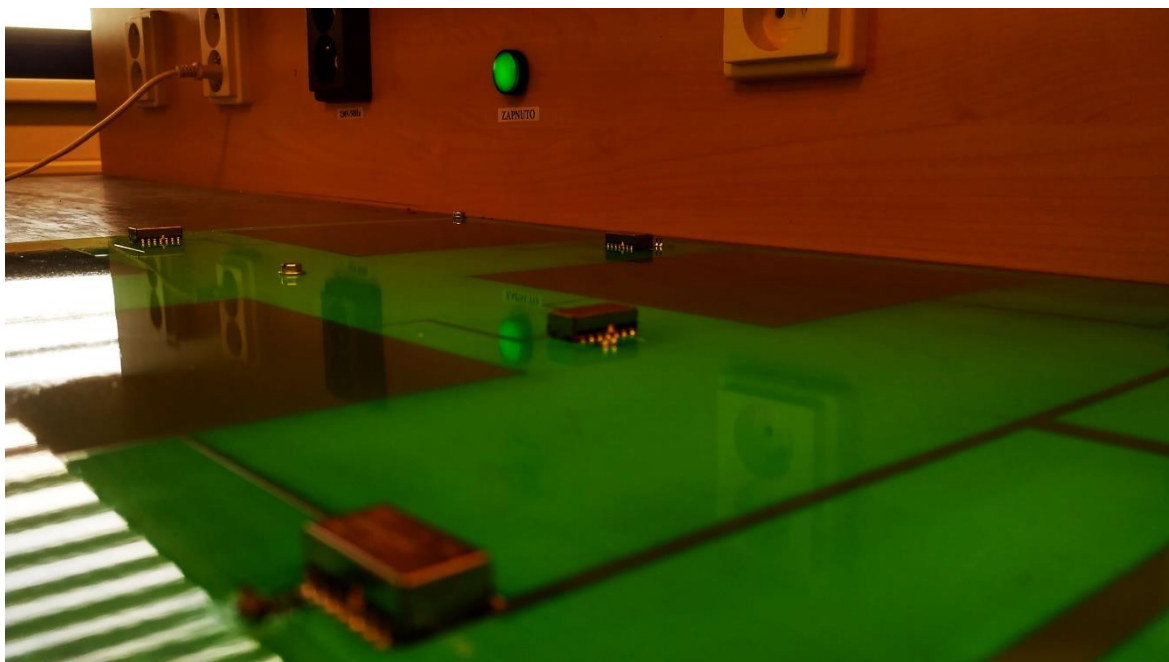
Obr. 2 – Vyrobená anténní řada, BOT vrstva



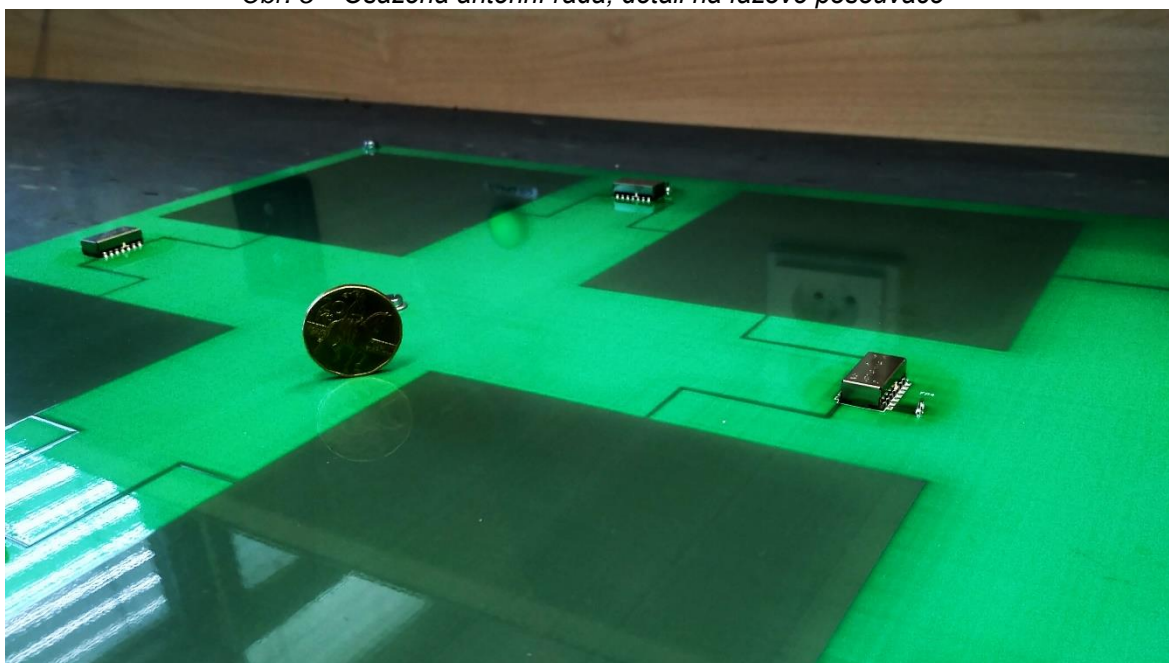
Obr. 3 – Osazena anténní řada, TOP vrstva



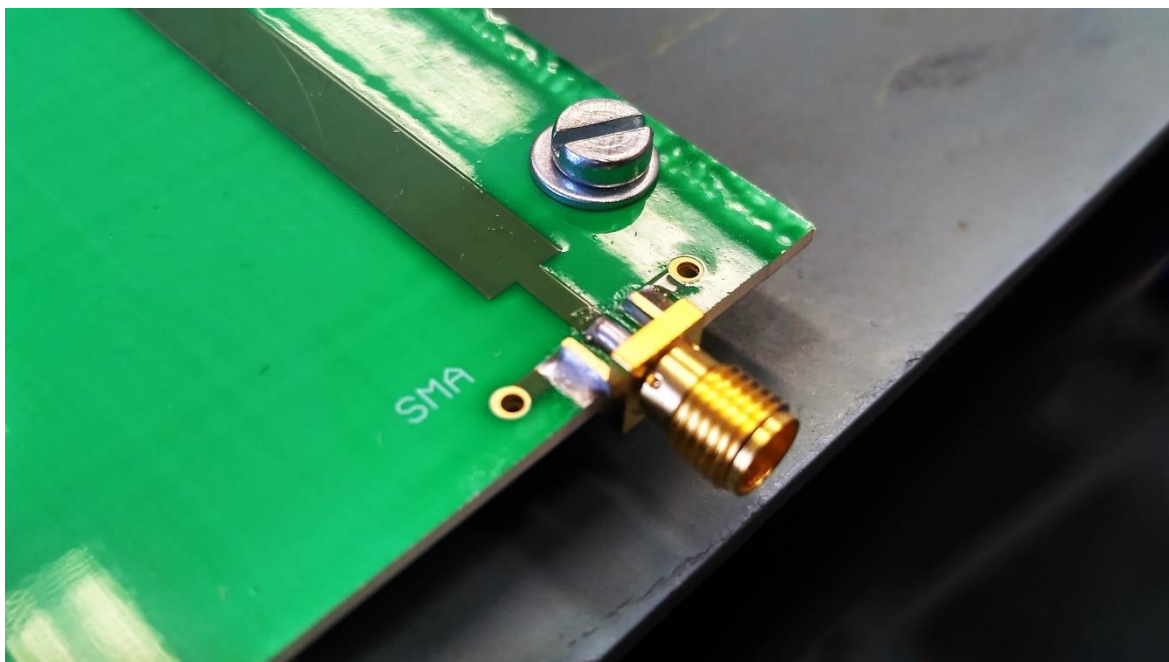
Obr. 4 – Detail zapájení fázového posouvače a dvou pinového konektoru



Obr. 5 – Osazena anténní řada, detail na fázové posouváče



Obr. 6 – Osazena anténní řada, porovnání s dvaceti korunou



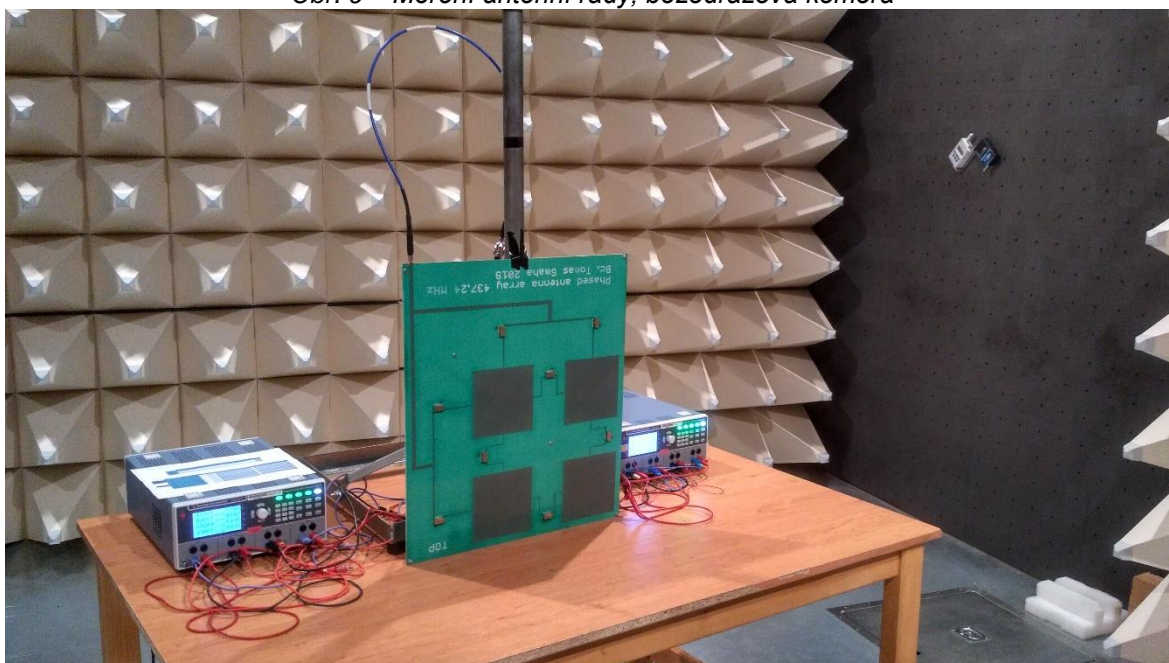
Obr. 7 – Osazena anténní řada, detail SMA konektoru



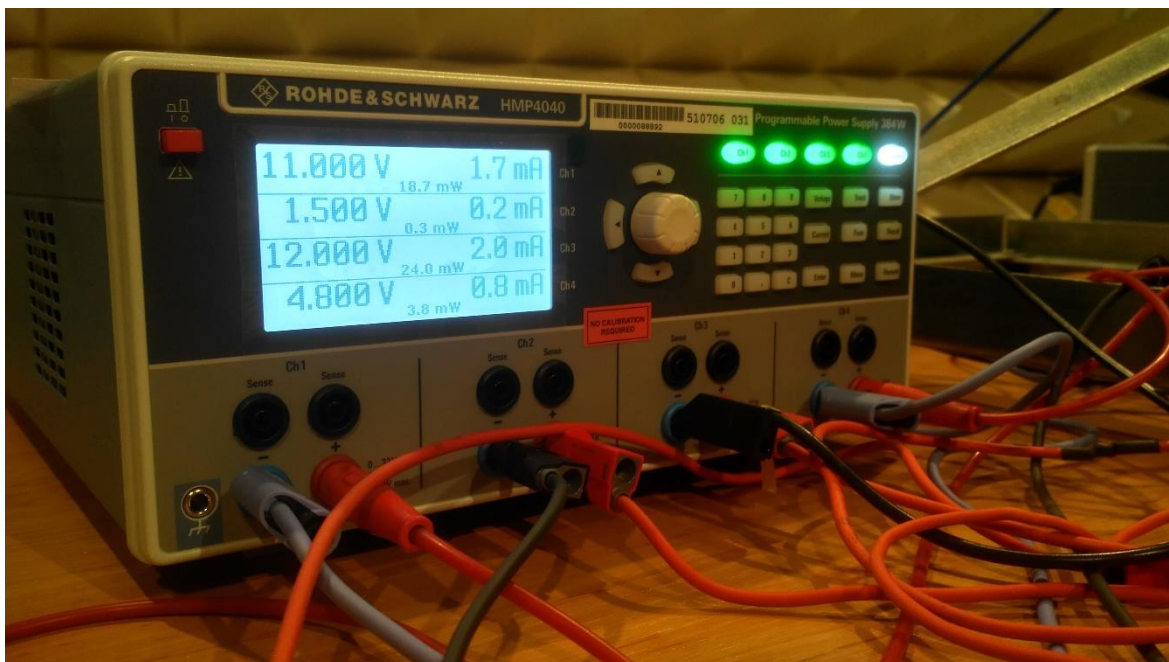
Obr. 8 – Měření anténní řady, řídicí velín



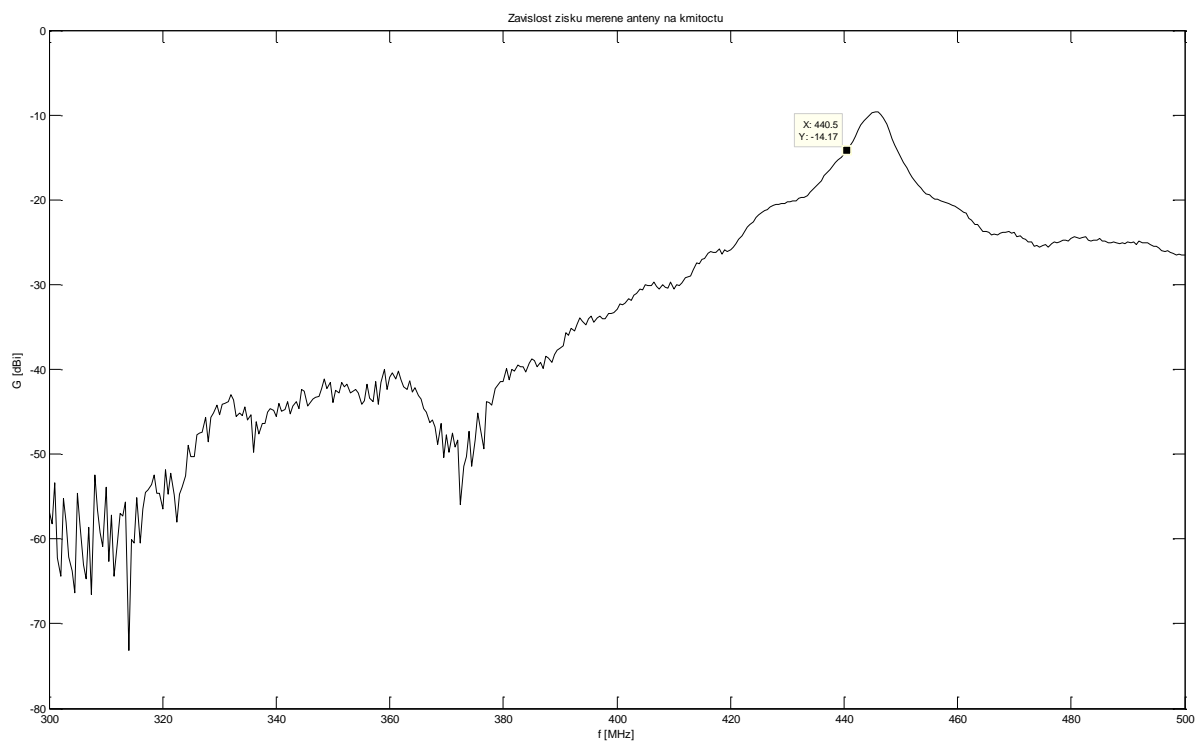
Obr. 9 – Měření anténní řady, bezodrazová komora



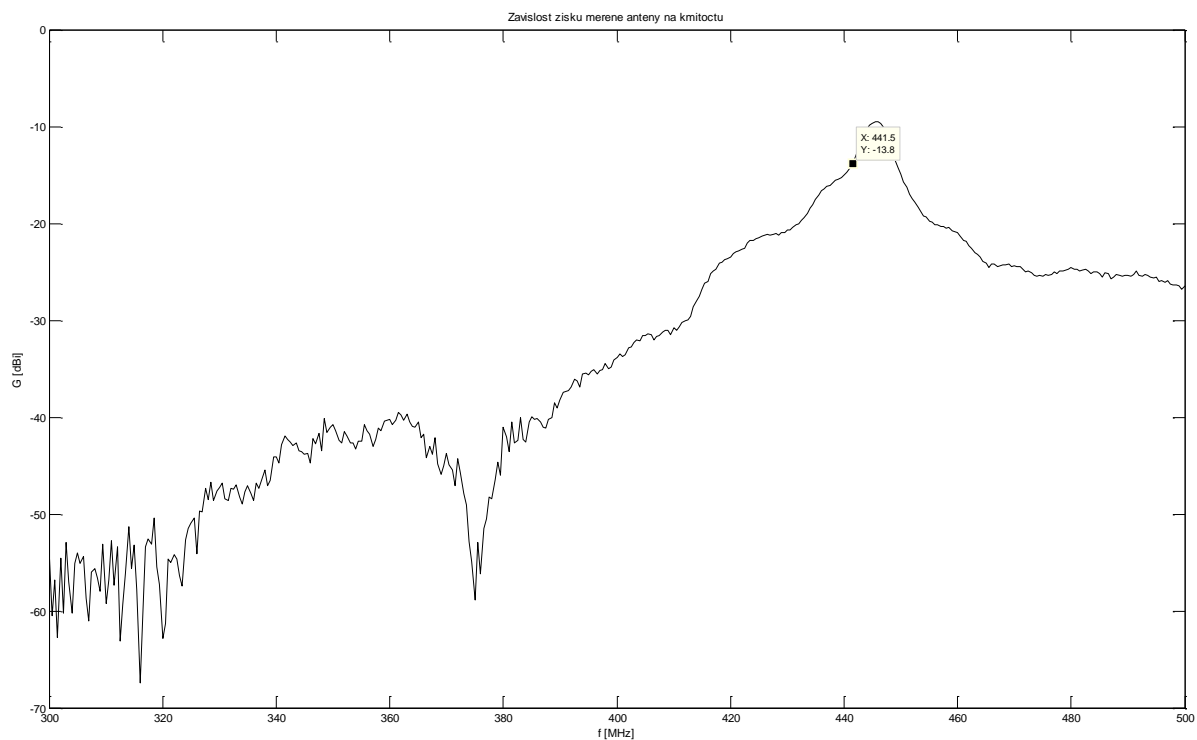
Obr. 10 – Měření anténní řady, měřicí stůl, upevnění antény a měřicích zdrojů



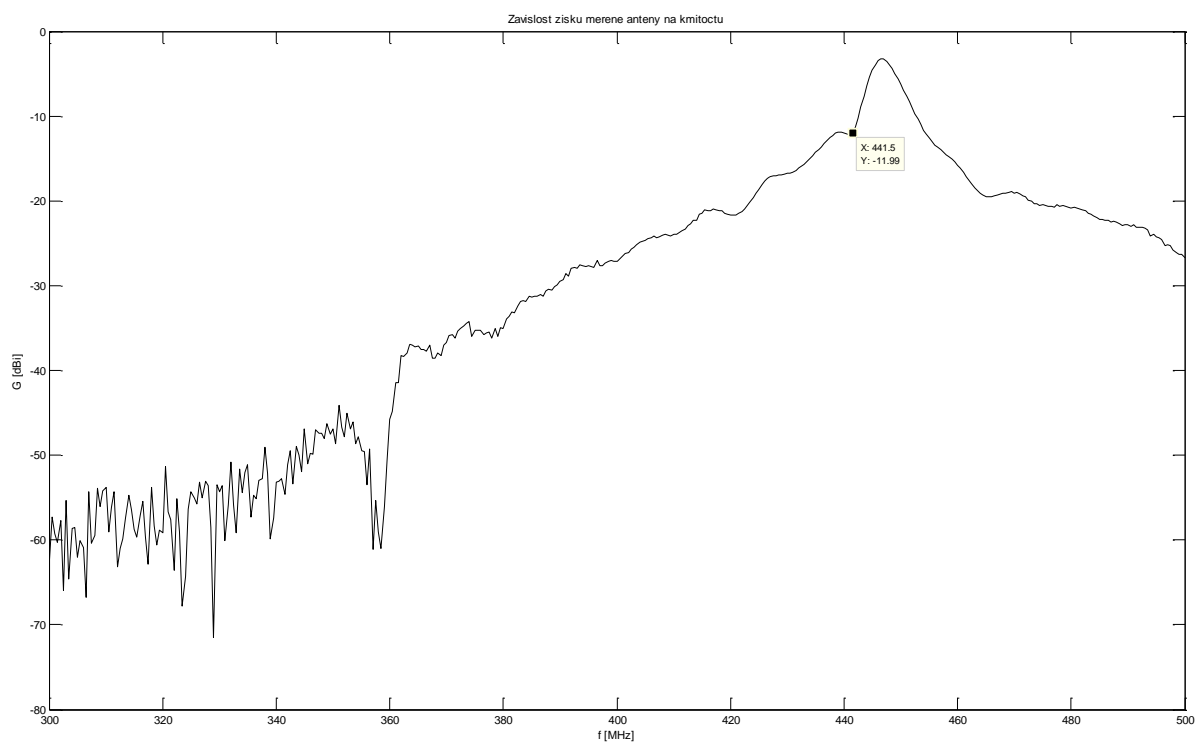
Obr. 11 – Měření anténní řady, detail nastavení měřícího zdroje



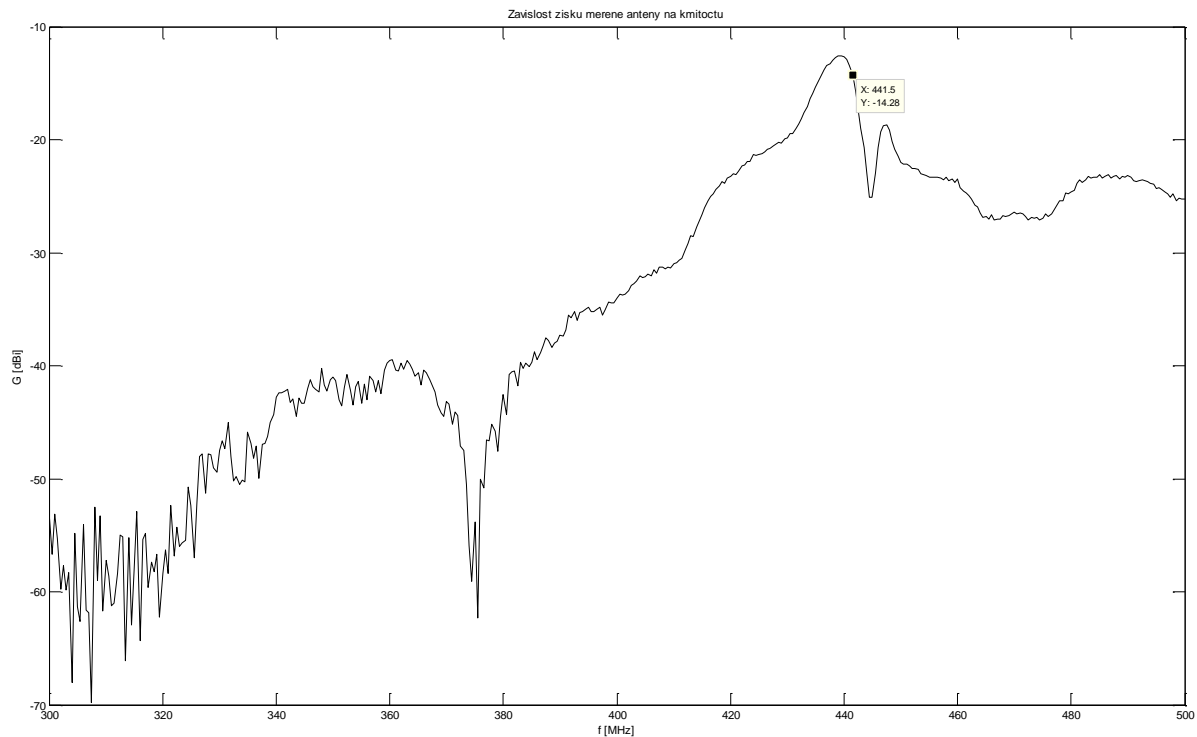
Obr. 12 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 1; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace



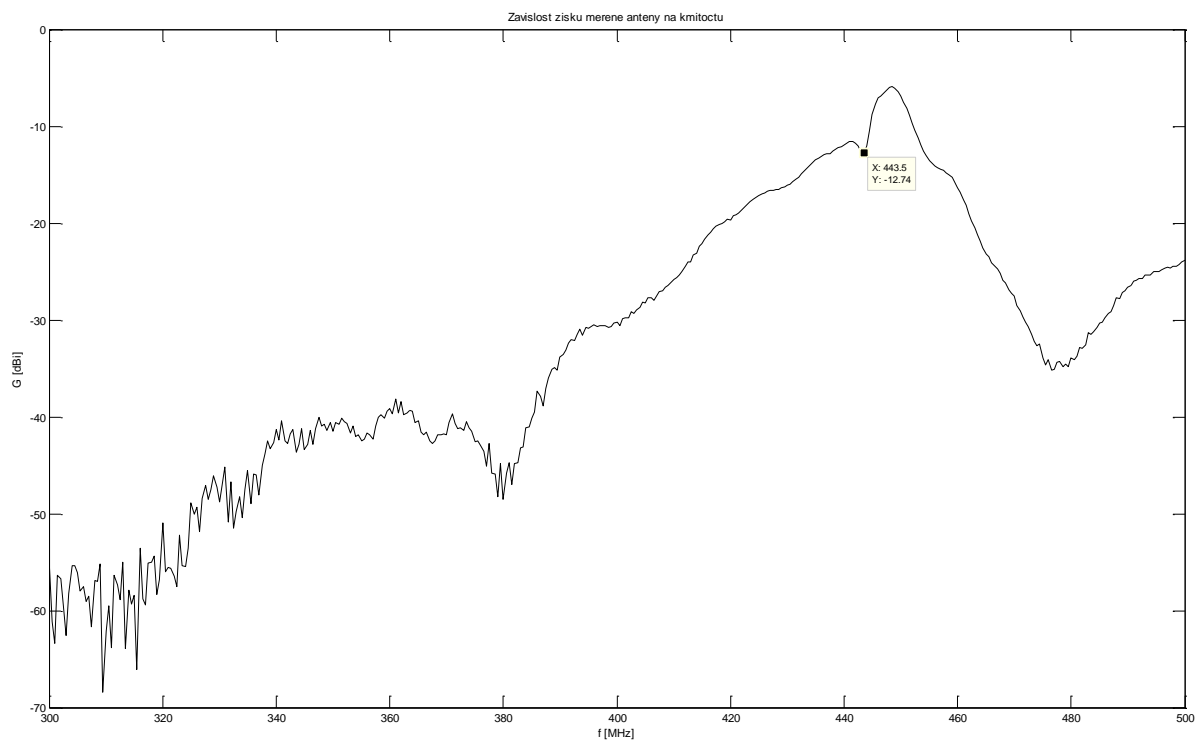
Obr. 13 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 2; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace



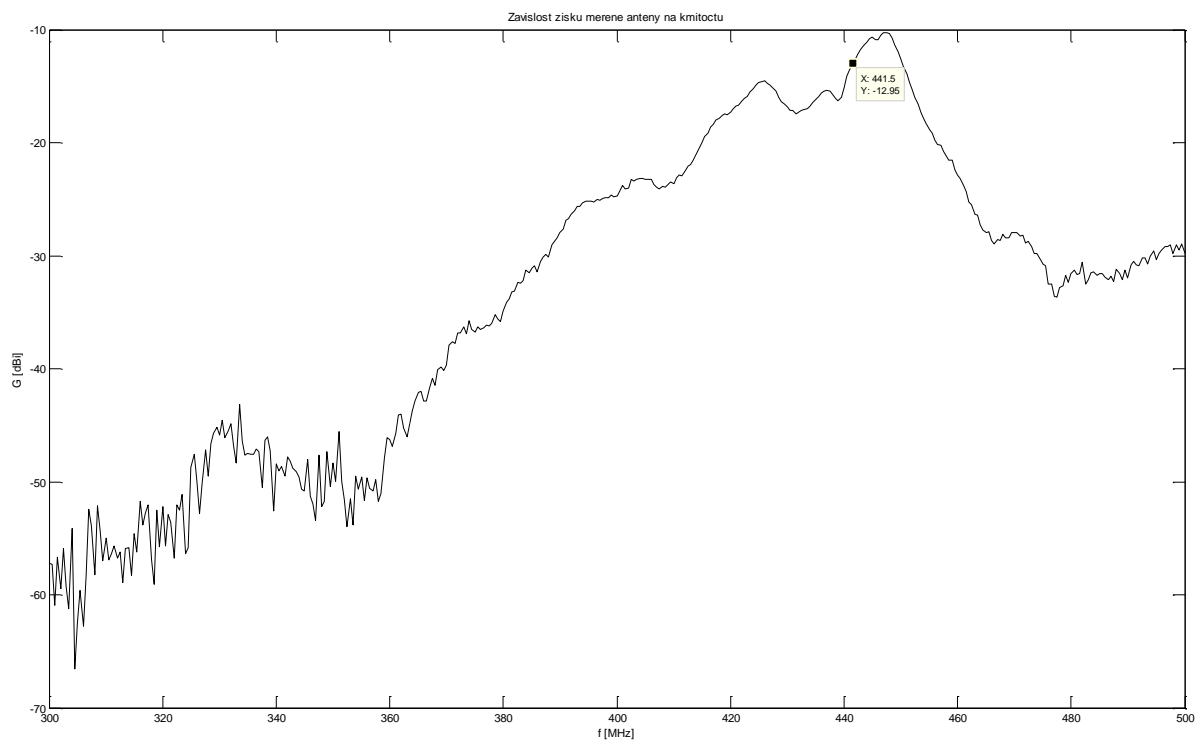
Obr. 14 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 2; Charakteristika přes elevaci, azimutová složka polarizace



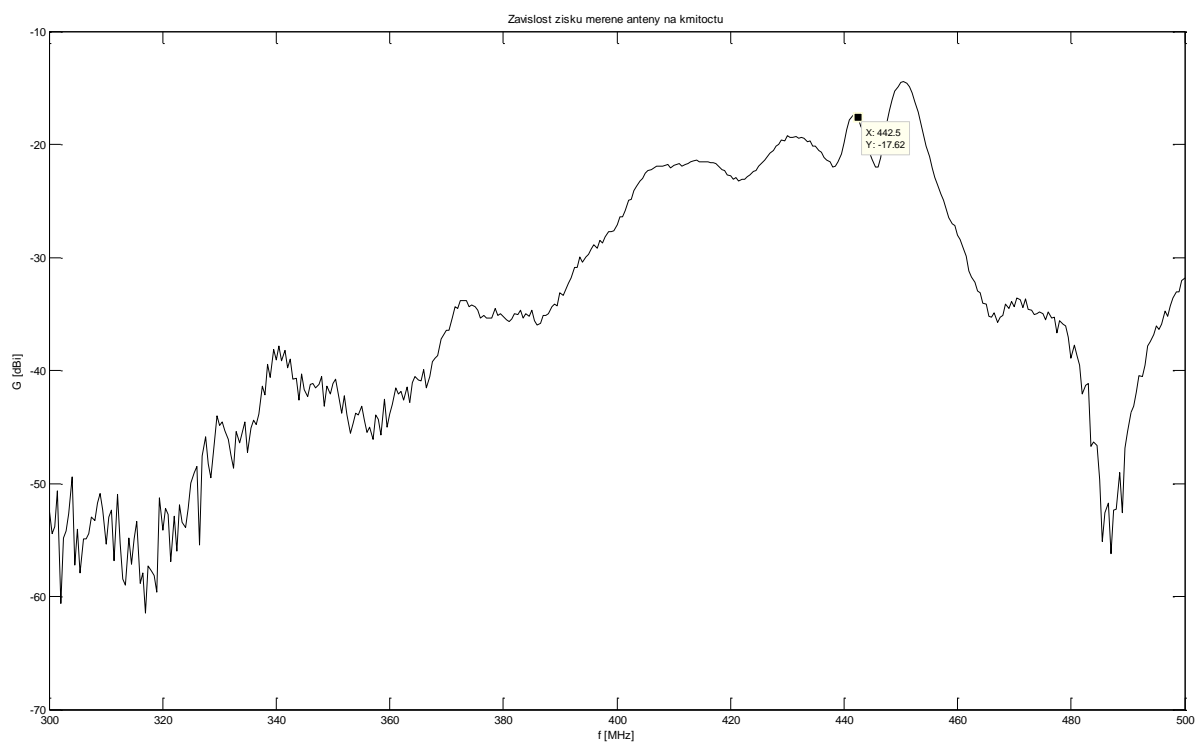
Obr. 15 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 3; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace



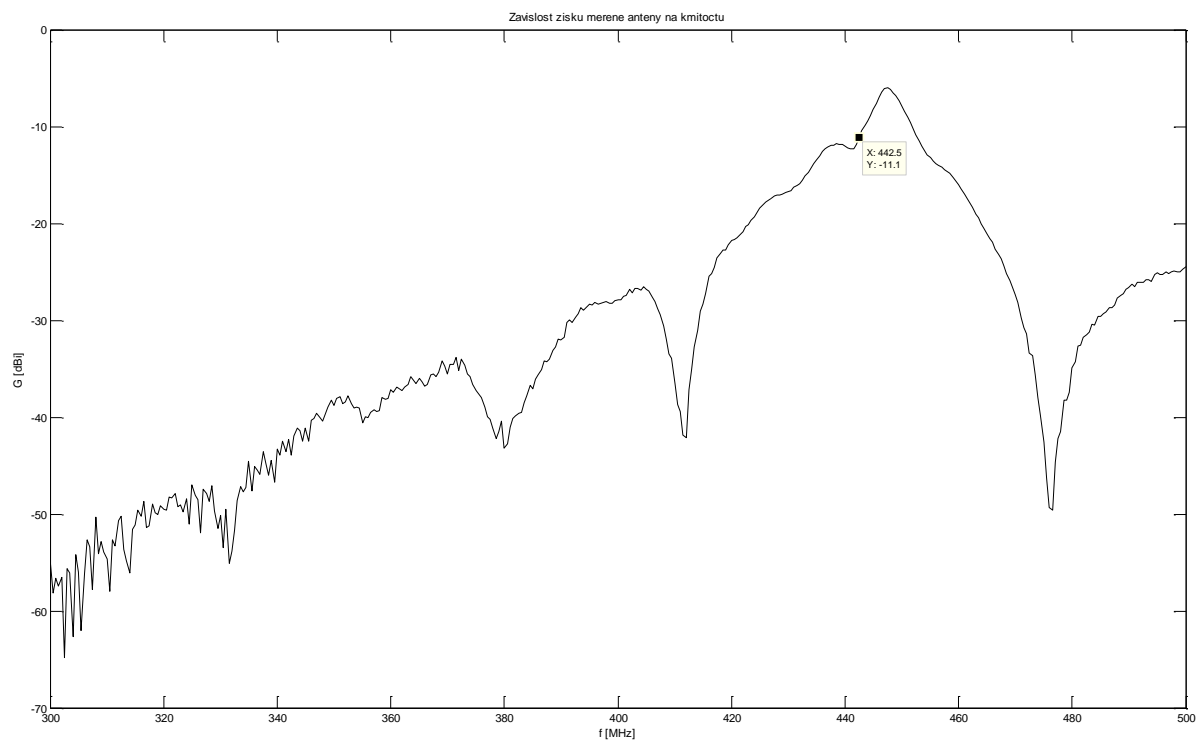
Obr. 16 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 4; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace



Obr. 17 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 6; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace



Obr. 18 Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 7; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace



Obr. 19 – Závislost zisku na kmitočtu pro měření č. 8; Charakteristika přes azimut, azimutová složka polarizace