



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ANTÉNA S ŘIDITELNÝM SVAZKEM

BEAM STEERING ANTENNA

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Dominik Krejčíř

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

BRNO 2021

Diplomová práce

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

Ústav radioelektroniky

Student: Bc. Dominik Krejčíř

ID: 195370

Ročník: 2

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Anténa s říditelným svazkem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principy činnosti antén s říditelným svazkem. Vše podrobně popište. Vyberte si techniku řízení svazku pro směrování do čtyř kvadrantů a aplikujte ji na vybranou anténní strukturu pomocí elektromagnetického simulátoru. Optimalizujte funkčnost antény pro žádané směry svazků v pásmu ISM 5,8 GHz.

Vlastnosti navržené antény experimentálně ověřte. Porovnejte a diskutujte výsledky měření s hodnotami získanými modelováním antény na počítači.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ATTIA, H., SIDDIQUI, O., RAMAHI, O. Beam tilting of single microstrip antenna using high permittivity superstrate. *Microwave and Optical Technology Letters*. 2013, vol. 55, no. 7, p. 1657–1661.

[2] TANAKA, H., OHIRA, T. Beam-steerable planar array antennas using varactor diodes for 60-GHz-band applications. In *Proceedings of the 33rd European Microwave Conference*, 2003, p. 1067–1070.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 20.5.2021

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem antény s říditelným svazkem. V práci jsou popsány metody řízení svazku a následný návrh antény. Anténa byla navržena pro ISM pásmo a pracuje na kmitočtu 5,8 GHz. Celý návrh byl proveden pomocí programu CST Studio Suite 2020. Jako napájecí síť antény byla použita Butlerova matice realizována vlnovodem integrovaným do substrátu. Pro vyzařování bylo použito pole flíčkových antén.

Klíčová slova

Řízení svazku, Tvarování svazku, Butlerova matice, Fázové pole, Flíčková anténa

Abstract

The master's thesis deals with the design of the beamsteering antenna. Methods of the beamsteering and the final antenna design are described. This antenna operates in the ISM band with the central frequency of 5,8 GHz. The antenna is designed in the CST Studio Suite 2020. Butler matrix was designed as a feed network implemented as substrate integrated waveguide. An array of patch antennas was used for radiation.

Keywords

Beamsteering, Beamforming, Butler matrix, Phase array, Patch antenna

Bibliografická citace

KREJČÍŘ, Dominik. *Anténa s říditelným svazkem* [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-05-19]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/133606>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Tomáš Mikulášek

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta:	Dominik Krejčíř
VUT ID studenta:	195370
Typ práce:	Diplomová práce
Akademický rok:	2020/21
Téma závěrečné práce:	Anténa s říditelným svazkem

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

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

V Brně dne: 19. května 2021

podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu Diplomové práce Ing. Tomáši Mikuláškov, Ph.D., za odbornou pomoc, velkou trpělivost a cenné rady při zpracování mé Diplomové práce.

V Brně dne: **19. května 2021**

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	12
ÚVOD	13
1. METODY ŘÍZENÍ SVAZKU	14
1.1 MECHANICKÉ ŘÍZENÍ.....	14
1.2 TVAROVÁNÍ SVAZKU.....	14
1.2.1 <i>Popis fázového pole</i>	15
1.2.2 <i>Analogové řízení</i>	16
1.2.3 <i>Digitální řízení</i>	19
1.2.4 <i>Hybridní řízení</i>	20
1.3 REFLEKTOROVÉ POLE.....	20
1.4 INTEGROVANÉ ČOČKOVÉ ANTÉNY (ILA).....	21
1.5 PŘEPÍNÁNÍ ANTÉN	22
1.6 ŘÍZENÍ SVAZKU POMOCÍ METAMATERIÁLU.....	23
1.7 POROVNÁNÍ METOD.....	24
2. NAPÁJECÍ SÍŤ	26
2.1 NÁVRH VLNOVODU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU	27
2.2 NÁVRH 3 DB VAZEBNÍHO ČLENU.....	30
2.2.1 <i>Modelování vazebního členu</i>	31
2.2.2 <i>Výsledky simulací vazebního členu</i>	32
2.3 NÁVRH SPOJOVACÍHO VLNOVODU.....	33
2.3.1 <i>Modelování spojovacího vlnovodu</i>	34
2.3.2 <i>Výsledky simulací spojovacího vlnovodu</i>	35
2.4 BUTLEROVA MATICE	37
2.4.1 <i>Výsledky simulací Butlerovy matice</i>	37
3. NÁVRH ANTÉNY	41
3.1 NÁVRH FLÍČKOVÉ ANTÉNY.....	41
3.2 NÁVRH PŘECHODU MIKROPÁSKOVÉHO VEDENÍ NA SIW	42
3.3 NÁVRH APERTUROVÉHO NAPÁJENÍ FLÍČKOVÉ ANTÉNY	45
3.3.1 <i>Návrh šterbiny</i>	45
3.4 MODELOVÁNÍ FLÍČKOVÉ ANTÉNY NAPÁJENÉ SIW	46
3.4.1 <i>Výsledky simulací flíčkové antény napájené pomocí SIW</i>	47
3.5 MODELOVÁNÍ ŠTĚRBINOVÉ ANTÉNY	49
3.5.1 <i>Výsledky simulací šterbinové antény</i>	49
3.6 MODELOVÁNÍ FLÍČKOVÉ ANTÉNY S APERTUROVÝM NAPÁJENÍM.....	51
3.6.1 <i>Výsledky simulací flíčkové antény s aperturovým napájením</i>	52
3.7 POROVNÁNÍ NAVRŽENÝCH ANTÉN	54
4. DVOUVRSTVÝ ANTÉNNÍ SYSTÉM	56
4.1 FÁZOVÉ POLE	56
4.2 CELKOVÝ DVOUVRSTVÝ ANTÉNNÍ SYSTÉM	57

5. ÚPRAVA ANTÉNNÍHO SYSTÉMU	60
5.1 VÍCEVRSTVÝ 3 DB VAZEBNÍ ČLEN	60
5.1.1 <i>Dvouvrstvý přechod</i>	63
5.1.2 <i>Třívrstvý přechod</i>	65
5.1.3 <i>Napájení Vícevrstvého vazebního členu</i>	66
5.1.4 <i>Kompletní vícevrstvý vazební člen</i>	67
5.1.5 <i>Konverze na strukturu SIW</i>	68
5.2 CELKOVÁ VÍCEVRSTVÁ BUTLEROVA MATICE	70
5.3 CELKOVÝ VÍCEVRSTVÝ ANTÉNNÍ SYSTÉM	73
6. REALIZACE ANTÉNNÍHO SYSTÉMU	76
6.1 VÝSLEDKY MĚŘENÍ	76
6.1.1 <i>Měření vektorovým analyzátozem</i>	76
6.1.2 <i>Měření směrových charakteristik</i>	79
6.2 EXPERIMENTÁLNÍ MĚŘENÍ	82
7. ZÁVĚR.....	86
SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK	91
SEZNAM PŘÍLOH.....	93

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Princip tvarování svazku	14
1.2	Fázové pole	15
1.3	Struktura Butlerovy matice 4x4 (na základě [6])	16
1.4	Struktura Blassova matice 4x4 (na základě [7])	17
1.5	Rotmanova čočka (na základě [8])	18
1.6	Nolenova čočka (na základě [8])	18
1.7	Digitální zpracování	19
1.8	Hybridní zpracování	20
1.9	Reflektorové pole (na základě [2])	21
1.10	Struktura ILA	22
1.11	Struktura přepínání antén	23
1.12	Lom v LH materiálu	23
2.1	Butlerova Matice pro pole 2x2	26
2.2	Rozdělení fázových posuvů pro jednotlivé směry a) fáze pro první kvadrant b) fáze pro druhý kvadrant c) fáze pro třetí kvadrant d) fáze pro čtvrtý kvadrant	27
2.3	Struktura vlnovodu integrovaného do substrátu	27
2.4	Rozměry konvenčního vlnovodu a struktury SIW	29
2.5	3 dB vazební člen	30
2.6	Struktura 3 dB vazební člen	31
2.7	Zjednodušený model 3 dB vazebního členu	31
2.8	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně rozměru L_{coup} – vazební člen	32
2.9	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně rozměru W_{coup} – vazební člen	32
2.10	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně rozměru L_{coup} – vazební člen	33
2.11	Struktura spojovacího vlnovodu	34
2.12	Zjednodušený model spojovacího vlnovodu	35
2.13	Závislost S_{11} na frekvenci – spojovací vlnovod	35
2.14	Závislost S_{21} na frekvenci – spojovací vlnovod	36
2.15	Rozložení elektrického pole ve spojovacím vlnovodu	36
2.16	Model Butlerovy matice	37
2.17	Závislost S-parametrů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 1	38
2.18	Závislost fází jednotlivých výstupů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 1	38
2.19	Závislost S-parametrů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 2	38
2.20	Závislost fází jednotlivých výstupů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 2	39
3.1	Struktura flíčkové antény napájené SIW	45
3.2	Horní pohled na SIW se štěrbinou	46
3.3	Flíčková anténa napájená pomocí SIW	47
3.4	Závislost S_{11} na frekvenci při změně W_t	47
3.5	Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_t	48
3.6	Závislost S_{11} na frekvenci při změně W a L	48
3.7	Štěrbinová anténa	49
3.8	Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_{slot}	50
3.9	Závislost S_{11} na frekvenci při změně W_{slot}	50
3.10	Závislost S_{11} na frekvenci při změně x_s	51
3.11	Flíčková anténa s aperturovým napájením	52
3.12	Závislost S_{11} na frekvenci při změně W_f	52
3.13	Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_f	53

3.14	Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_{slot}	53
3.15	Vyzařovací diagram anténního pole 2x2 – Fličková anténa napájená SIW	54
3.16	Vyzařovací diagram anténního pole 2x2 – Štěrbinová anténa	55
3.17	Vyzařovací diagram anténního pole 2x2 – Fličková anténa napájená pomocí apertury.....	55
4.1	Fázové pole 2x2.....	56
4.2	Vyzařovací diagramy pro jednotlivé směry.....	57
4.3	Celkový dvouvrstvý anténní systém.....	57
4.4	Vyzařovací diagramy při simulaci celkového dvouvrstvého anténního systému	58
4.5	Kmitočtové závislosti činitelů odrazů pro dvouvrstvý anténní systém	58
5.1	Struktura vícevrstvého 3dB vazebního členu	61
5.2	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně W_{slot} pro dvouvrstvý vazební člen.....	61
5.3	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně L_{slot} pro dvouvrstvý vazební člen.....	62
5.4	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně d_{slot} pro dvouvrstvý vazební člen.....	62
5.5	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně úhlu α pro dvouvrstvý vazební člen	63
5.6	Model dvouvrstvého přechodu	64
5.7	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně W_{slot} a L_{slot} pro dvouvrstvý přechod	64
5.8	Závislost S-parametrů na frekvenci při změně S pro dvouvrstvý přechod	65
5.9	Model třívrstvého přechodu	65
5.10	Závislost S-parametrů na frekvenci pro třívrstvý přechod	65
5.11	Průřez koaxiálního vedení a SIW	66
5.12	Model napájení vlnovodu pomocí konektoru.....	66
5.13	Závislost S-parametrů na frekvenci pro koaxiální přechod na vlnovod při $y = 0$ mm	67
5.14	Závislost S-parametrů na frekvenci pro koaxiální přechod na vlnovod při $x = 0$ mm	67
5.15	Model kompletního vícevrstvého vazebního členu	68
5.16	Model vícevrstvého vazebního členu se SIW strukturou	68
5.17	Grafická závislost S-parametrů při buzení portu 1 a 2 pro a) Strukturu s PEC stěnami b) SIW strukturu	69
5.18	Grafická závislost fází výstupních portů při buzení portu 1 a 2 pro a) Strukturu s PEC stěnami b) SIW strukturu	69
5.19	Struktura vícevrstvé napájecí sítě.....	71
5.20	Model výsledné napájecí sítě se SIW strukturou.....	71
5.21	Kmitočtová závislost S-parametrů výstupních portů při buzení portu 1 pro a) Strukturu s PEC stěnami b) SIW strukturu	72
5.22	Kmitočtová závislost činitele odrazu pro dva různé substráty při buzení portu 1 a 3	74
5.23	Kmitočtová závislost činitele odrazu pro dva různé substráty při buzení portu 2 a 4	74
5.24	Model kompletního vícevrstvého anténního systému	75
6.1	Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 1 a 3 – celkový anténní systém.....	77
6.2	Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 2 a 4 – celkový anténní systém.....	77
6.3	Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 1 a 3 – celkový anténní systém lepící páskou.....	78
6.4	Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 2 a 4 – celkový anténní systém lepící páskou.....	78
6.5	Úhly vyzařovací charakteristiky a) Úhel v azimutu Φ_x b) elevační úhel Θ_y	79
6.6	Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 1 a) měřeno b) simulováno	80
6.7	Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 2 a) měřeno b) simulováno	80
6.8	Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 3 a) měřeno b) simulováno	81

6.9	Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 4 a) měřeno b) simulováno	81
6.10	Měření připojení v domácích podmínkách – pohled shora a) pohyb doleva b) pohyb doprava	83
6.11	Měření připojení v domácích podmínkách – pohled z boku pro první scénář.....	84
6.12	Měření připojení v domácích podmínkách – pohled z boku pro první druhý scénář	85

SEZNAM TABULEK

1.1	Porovnání metod řízení svazku	25
2.1	Počáteční hodnoty struktury SIW	29
2.2	Počáteční hodnoty pro návrh 3 dB vazebního členu	30
2.3	Výsledky simulací pro vazební člen	33
2.4	Počáteční rozměry spojovacího vlnovodu	34
2.5	Výsledné S-parametry pro Butlerovu matici pro $f = 5,8$ GHz	39
2.6	Výsledné fáze na výstupních portech pro Butlerovu matici pro $f = 5,8$ GHz	39
2.7	Výsledné rozměry Butlerovy matice	40
3.1	Výsledné hodnoty struktury SIW	44
3.2	Počáteční rozměry flíčkové antény napájené pomocí SIW	46
3.3	Počáteční rozměry šterbinové antény	49
3.4	Počáteční rozměry flíčkové antény napájené šterbinou	51
4.1	Výsledné hodnoty úhlů a zisků pro jednotlivé směry	59
5.1	Výsledné parametry vícevrstvého 3dB vazebního členu	60
5.2	Výsledné S-parametry a fáze pro vícevrstvý vazební člen	63
5.3	Výsledné parametry dvouvrstvého přechodu	64
5.4	Výsledné S-parametry a fáze pro kompletní vícevrstvý vazební člen	70
5.5	Výsledné S-parametry pro výslednou napájecí síť	72
5.6	Výsledné fáze pro výslednou napájecí síť	73
5.7	Výsledné hodnoty úhlů a zisků pro jednotlivé směry	75
6.1	Výsledné hodnoty měření v a simulací 2D směrových charakteristik	82
6.2	Výsledné hodnoty měření v v domácích podmínkách pro první scénář	84
6.3	Výsledné hodnoty měření v v domácích podmínkách pro druhý scénář	85

ÚVOD

Metody vychylování svazku jsou dnes častějším tématem v bezdrátových komunikačních technologiích. Jejich využití můžeme nalézt i v audiotechnice, radarové komunikaci či optických systémech. V rádiových a radarových systémech lze řízení svazku dosáhnout změnou fáze vysokofrekvenčních signálů. V akustice se řízení svazku používá pro směrování zvuku z reproduktorů na konkrétní místo. To se provádí změnou fáze dvou nebo více reproduktorů instalovaných ve sloupci. V optických systémech lze řízení paprsku dosáhnout pomocí změny indexu lomu média, kterým je signál přenášen. Také se používají hranoly, zrcadla, čočky a difrakční mřížky. Nejnovější využití tvarování a řízení svazku je však v nové technologii 5G.

Pátá generace bezdrátové komunikace využívá hned několik technologií, jako je plný duplex, masivní MIMO (Multiple Input Multiple Output) a přenos na milimetrových vlnách. Právě pro zavedení masivního MIMO je nutné využít u základnové stanice více antén oproti dnešní celulární síti. Díky většímu počtu antén a tvarování svazku bude dosaženo vyšší kvality signálu, zisku a většího pokrytí sítě.

Tato práce se zaměřuje na metody řízení svazku antény. Popisuje různé metody řízení vyzařovacího svazku a na základě jejich znalostí se zabývá návrhem mikropáskové antény, která pracuje v pásmu ISM 5,8 GHz. Směr vyzařování je u antény možné řídit pomocí přepínání vstupních portů do čtyř směrů v azimutu. Anténa byla navržena v programu CST Studio Suite 2020, kde byla následně ověřena její funkčnost.

Diplomová práce je členěna do šesti kapitol. Nejprve jsou popsány metody řízení svazku. Ve druhé kapitole je navržena napájecí síť, která zajišťuje změnu fáze. Třetí kapitola popisuje návrh tří antén, z nichž byla jedna vybrána pro celkový anténní systém. Čtvrtá kapitola se zabývá koncepcí dvouvrstvé anténní struktury a ověření funkčnosti návrhu. Dále se práce zabývá úpravou napájecí sítě vhodnou pro výrobu, jelikož původní návrh nebylo možné vyrobit kvůli výrobním omezením. Byly provedeny simulace upravené napájecí sítě a upraveného anténního systému, jenž se následně vyrobil. V šesté kapitole jsou uvedeny výsledky měření antény. Bylo provedeno měření pomocí vektorového analyzátoru, měření směrových charakteristik v bezodrazové komoře a navíc byl proveden experiment, kde se měřilo ve volném prostoru s přístroji od firmy Mikrotik. Závěrečná kapitola je závěr, kde jsou zhodnoceny dosažené výsledky.

1. METODY ŘÍZENÍ SVAZKU

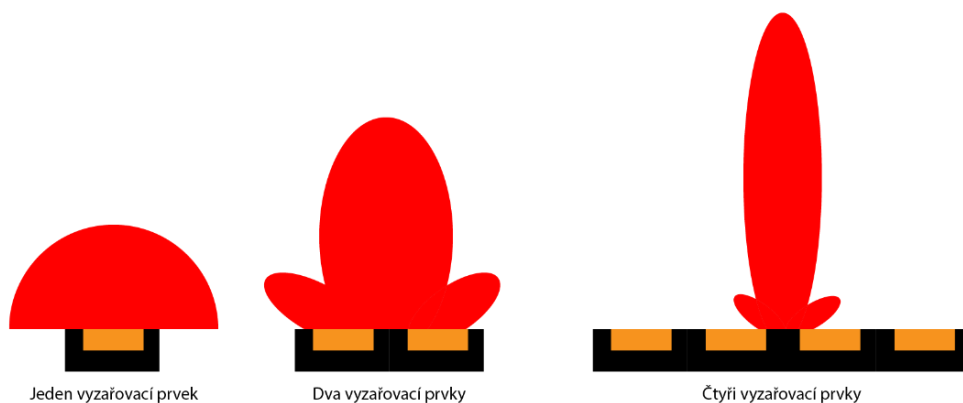
Je mnoho způsobů, jak nasměrovat vyzařovací svazek do určitého směru. Tato kapitola popisuje principy řízení hlavního vyzařovacího svazku.

1.1 Mechanické řízení

První metoda pro vychýlení vyzařovacího svazku je mechanické řízení. Anténu pootočíme tak, aby vyzařovala do daného směru. Tato zdánlivě jednoduchá metoda má značné nevýhody. K otáčení velkých radarů je potřeba dalších mechanických součástí jako je např. elektromotor, převodovka apod. Pokud bereme do úvahy velikost antény, hmotnost, povětrnostní podmínky, tak se mechanické řízení zdá daleko složitější a náročnější na provedení. Pro mechanické řízení svazku se používají MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) přístroje, které zvyšují rychlost skenování v porovnání s manuálně řízeným polem. Díky použití MEMS se zvýší účinnost a udržitelnost zisku antény. Avšak využití tohoto řízení je omezeno rychlostí. Kvůli uvedeným komplikacím se přistoupilo k elektronickému řízení vyzařovacího svazku [1].

1.2 Tvarování svazku

Tvarování svazku (tzv. beamforming) pracuje na základě kombinací více signálů z anténních prvků. Díky tomu se vytvoří jeden anténní systém, který dosahuje většího zisku. Více vyzařovacích prvků zajistí, že hlavní svazek bude užší a potlačí se boční laloky. Princip tvarování svazku je zobrazen na Obrázku 1.1.



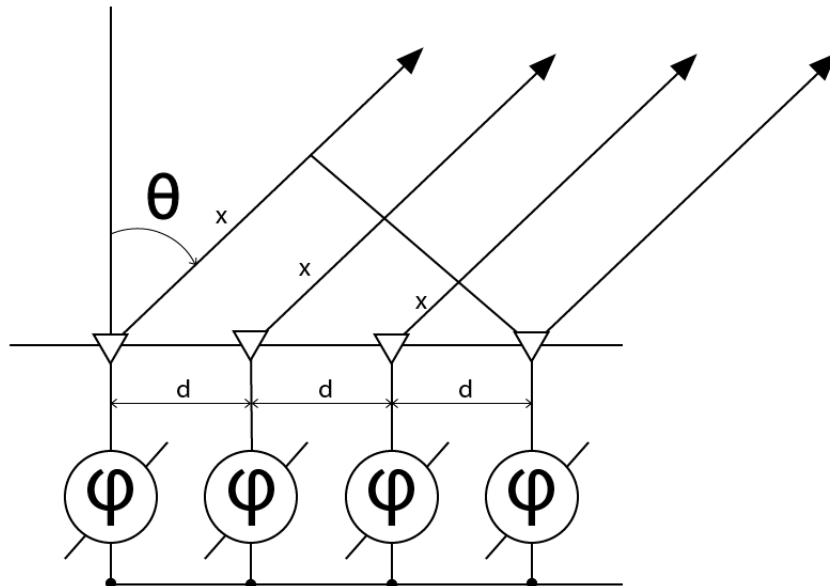
Obrázek 1.1 Princip tvarování svazku

Pro vychýlení svazku do určitého směru se využívá metoda řízení svazku (tzv. beamsteering). Využívají se fázovací články, které řídí směr svazku pomocí změny fáze. Anténa může využívat anténní prvky se stejnou frekvencí k řízení jednoho svazku v určitém směru. Svazky s různou frekvencí mohou být také řízeny různými směry, aby sloužily dalším uživatelům. Celý princip vznikl z prostorových filtrů, které byly navrženy

tak, aby vytvářely velmi tenké paprsky. Použití našly pro příjem signálů z konkrétního místa a zároveň zmírnily rušení z ostatních míst. Formování paprsku může být rozděleno na analogové, digitální nebo hybridní [2].

1.2.1 Popis fázového pole

Pro popis fázového pole budeme pracovat s anténní řadou, která je na Obrázku 1.2. Hlavní princip celého anténního systému je založen na interferenci dvou a více signálů z různých zdrojů. Signály, které jsou ve fázi, se zesilují a signály, jež jsou v proti fázi, se zeslabují. Pokud tedy zářiče vysílají signál se stejnou fází je dosaženo superpozice a výsledný signál je zesílen v hlavním směru. Pokud by zářiče nevysílaly se stejnou fází, tak by nastalo fázové zpoždění jednotlivých elementů a výsledný směr vyzářování by byl vychýlen o úhel θ [3].



Obrázek 1.2 Fázové pole

Nastavení jednotlivých fázových posunů u anténní řady lze určit následujícími vztahy:

$$x = d \cdot \sin \theta \text{ [°]}, \quad (1.1)$$

kde d vyjadřuje vzdálenost mezi dvěma zářiči, úhel θ vyjadřuje vychýlení svazku od osy y a x je vzdálenost jednotlivých elementů k vlnoploše. Dále vypočítáme fázové zpoždění pomocí následujícího vzorce:

$$\Delta\varphi = \frac{360 \cdot d \cdot \sin\theta}{\lambda}, \quad (1.2)$$

kde, $\Delta\varphi$ vyjadřuje fázový rozdíl mezi jednotlivými elementy a λ je vlnová délka.

1.2.2 Analogové řízení

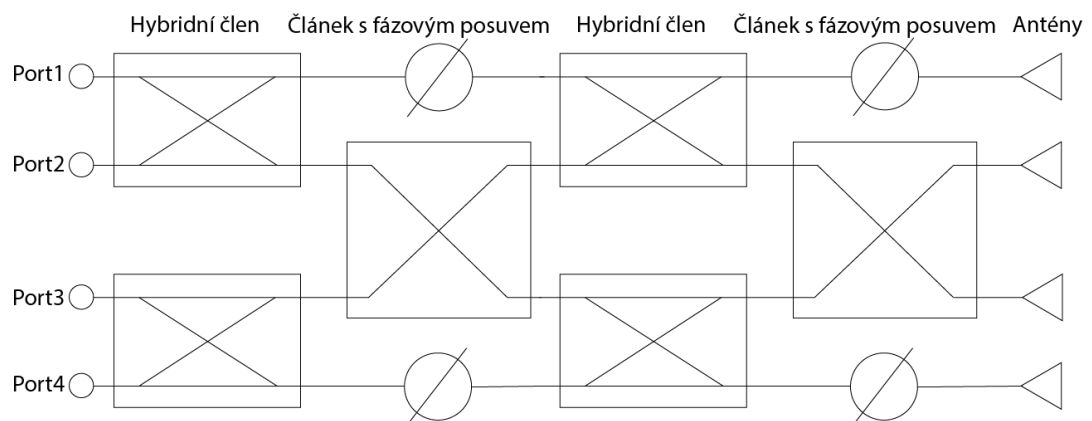
Pro analogové řízení vyzařovacího paprsku se používá fázovací pole popsané výše, kde jsou jednotlivé příspěvky s daným fázovým posunem sečteny a následně je vytvořen výsledný paprsek. Tato metoda tvarování svazku je oproti digitálnímu tvarování relativně levná a nároky na spotřebu jsou nízké. Nicméně je zde nevýhoda pro aplikace, kde je potřebná velká šířka pásma, jelikož se mění fáze a ta je frekvenčně závislá. To omezuje použití na frekvencích milimetrových vln, kde je zásadní velká šířka pásma [2].

Kombinace fázových posuvů (Phase Shifters), která je uspořádána do pole elementů, se nazývá fázové pole a používá se právě pro řízení svazku. Jako fázové pole se v tomto případě používá pevně nastavený obvod, který má stejný počet vstupů jako výstupů. Vychylování svazku se provádí jednoduchým přepínáním mezi jednotlivými vstupy. Mezi nejznámější fázovací obvody patří Blassova a Butlerova matice [4].

Butlerova matice

Matice se skládá z několika hybridních členů a fázovacích článků. Tento obvod vyžaduje stejný počet vstupů a výstupů. Chceme-li svazek přepínat do více směrů, je nutné zvýšit počet vstupních a výstupních portů a tím se zvětšuje celkový rozměr matice, což může být nevýhodou. Oproti tomu výhodou může být relativní jednoduchost návrhu a teoretický bezztrátový přenos [4].

Butlerova matice se po desetiletí používá v radarech, satelitních systémech. Poslední době rostou poptávky po technologiích pro širokopásmový bezdrátový přenos a techniky využití kapacity a zlepšování kvality přenosu a pokrytí BTS (základnové stanice). Významnou pozornost mají inteligentní antény s Butlerovými maticemi [5]. Základní struktura Butlerovy matice pro 4 vstupy a 4 výstupy je znázorněna na Obrázku 1.3.



Obrázek 1.3 Struktura Butlerovy matice 4x4 (na základě [6])

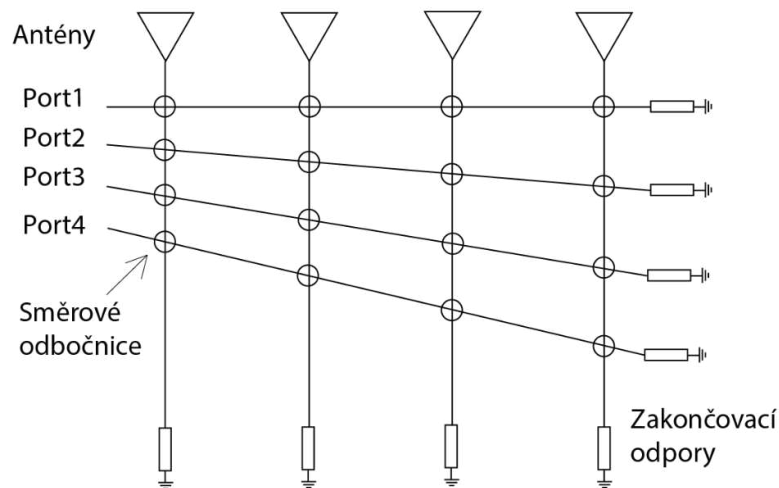
Prakticky funguje tak, že vstupní signál je pouze na jednom portu a díky článkům s fázovým posuvem a hybridním členům (viz 1.3) je na výstupních anténách signál s daným fázovým posunem. Pro každý vstupní port je matice nastavena tak, aby

vyzařovala do jiného směru. Jedná se o přepínání vyzařovacích paprsků do různých směrů.

V literatuře [6] byla navržena 2D anténa, která je tvořena mikropáskovými flíčkovými anténami a je buzena pomocí Butlerovy matice 4×4 implementované do vlnovodu integrovaného v substrátu (SIW). Navržená anténa pracuje na 60 GHz a je schopná vychýlit svazek do čtyř kvadrantů. Celkový zisk antény je 5-6 dBi [6].

Blassova matice

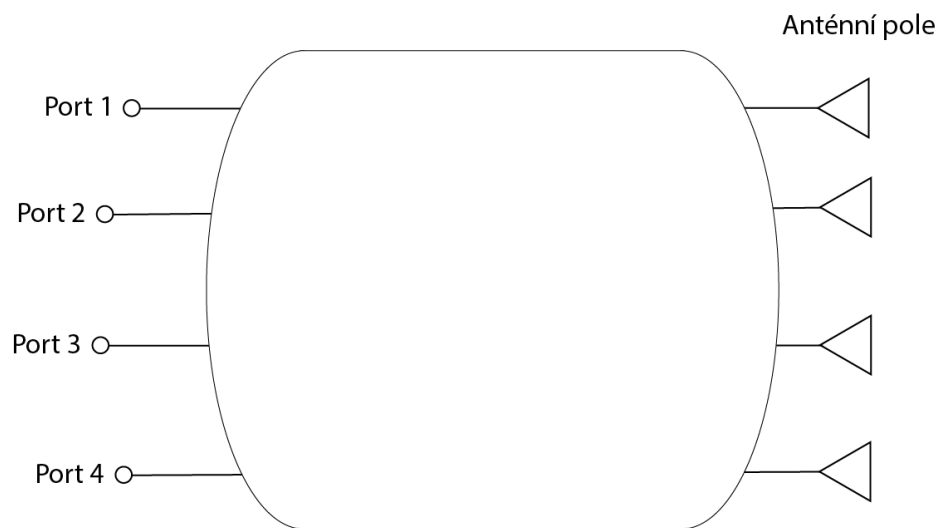
Její princip je odvozen z analýzy sériově vyzařovacího pole. Vyzařovací elementy jsou propojeny k napájení pomocí směrových odbočnic, jak je znázorněno na 1.4. Vlna postupuje ze vstupních portů směrem k zátěži a pomocí směrových odbočnic se signál šíří k danému vyzařovacímu elementu. Vedení musí být zakončeno příslušnou zátěží, aby nedocházelo k odrazům. Nevýhodou této metody je větší množství použitých směrových odbočnic [7].



Obrázek 1.4 Struktura Blassova matice 4x4 (na základě [7])

Rotmanova čočka

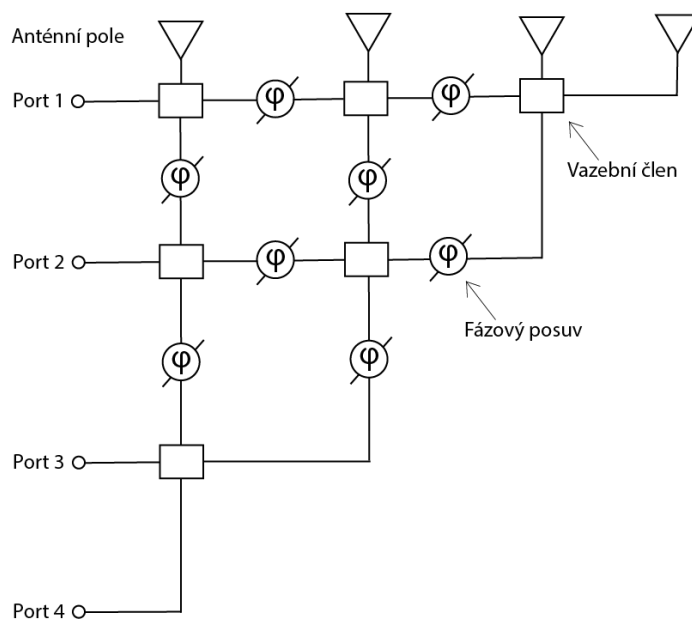
Rotmanova čočka (často nazývána jako Rotman-Turnerova čočka) je další typem sítě pro formování svazku. Tato čočka umožňuje vytvoření více vyzařovacích svazků antény bez použití přepínačů či fázových posuvů. Antenní elementy jsou připojeny k pravé straně čočky a na levé straně se nachází vstupní porty (viz Obrázek 1.5). Čočku si můžeme představit jako kvazi – mikropáskový obvod, kde jsou výstupní porty umístěny tak, aby výstupní signál byl fázově posunut. Znamená to, že se celý obvod chová jako fázové pole. Jedna z vlastností této čočky je, že jsou porty vzájemně izolovány, protože neovlivňují ztrátu a šum sousedních paprsků. Pokud je čočka dobře navržena, celkové ztráty nepřesahují 1 dB [8].



Obrázek 1.5 Rotmanova čočka (na základě [8])

Nolenova matice

Při použití Blassovy matice vede část signálu do zakončovacích odporů, tím dochází ke ztrátám a malé účinnosti v porovnání s Butlerovou maticí. Byla vyvinuta další struktura fázového pole, a to Nolenova matice. Vychází ze struktury Blassovy matice, která byla podél diagonály ořezána a nahradilo se přenosové vedení za vazební členy. Nolenova matice řeší ztrátovost energie a snížení počtu použitých komponentů. Ve srovnání s Butlerovou maticí může tento postup dosáhnout stejného výstupního výkonu a stejných fázových posuvů [9]. Struktura Nolenovy matice 4x4 je zobrazena na Obrázku 1.6.



Obrázek 1.6 Nolenova čočka (na základě [8])

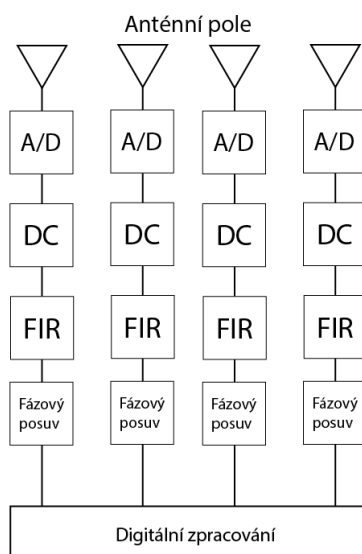
1.2.3 Digitální řízení

Celý systém pro digitální řízení svazku se skládá z několika částí (viz 1.7). Ve struktuře pro digitální řízení je několik přijímačů. Každý anténní prvek v architektuře má vlastní přijímač, digitální převodník (Down Converter), FIR filtr a fázovací člen (Phase Shifter). Převod z analogového signálu do digitálního je proveden pro každý element zvlášť, nebo pro malou skupinu elementů se převod provede společně. Šum a zkreslení v každém přijímači jsou vzájemně propojeny mezi všemi přijímači. Mezi výhody digitálního tvarování svazku patří vylepšený dynamický rozsah, ovládání více paprsků a rychlejší řízení amplitudy a fáze. Také celkové rozměry obvodu jsou menší oproti analogovému zpracování [10].

Signál pro jednotlivý anténní prvek je převeden pomocí AD převodníku. Vzorkovaný a převedený signál je poté převeden na nižší frekvence do základního pásma díky převodníku (Down Converter). FIR filtr slouží k vyrovnání frekvenční odezvy a také zde dochází k potlačení bočních laloků pomocí váhování signálu. Následně je signál přiveden do fázovacích článků a dílčí signály se sečtou [2].

Digitální tvarování paprsku lze provádět v širokém pásmu pro jeho schopnost rozdělit signály na různé kanály. Dva hlavní přístupy k širokopásmovému tvarování paprsku jsou založeny na zpracování v časové a frekvenční doméně. Zpracování v časové doméně se provádí pomocí odbočkových filtrů zpožďovacích linek, délka linek závisí na šířce pásma signálů. Zpracování ve frekvenční doméně se provádí pomocí rychlé Fourierovy transformace k převodu širokopásmového připojení signálu do frekvenční oblasti. Každý převedený signál je zpracován úzkopásmovým procesorem.

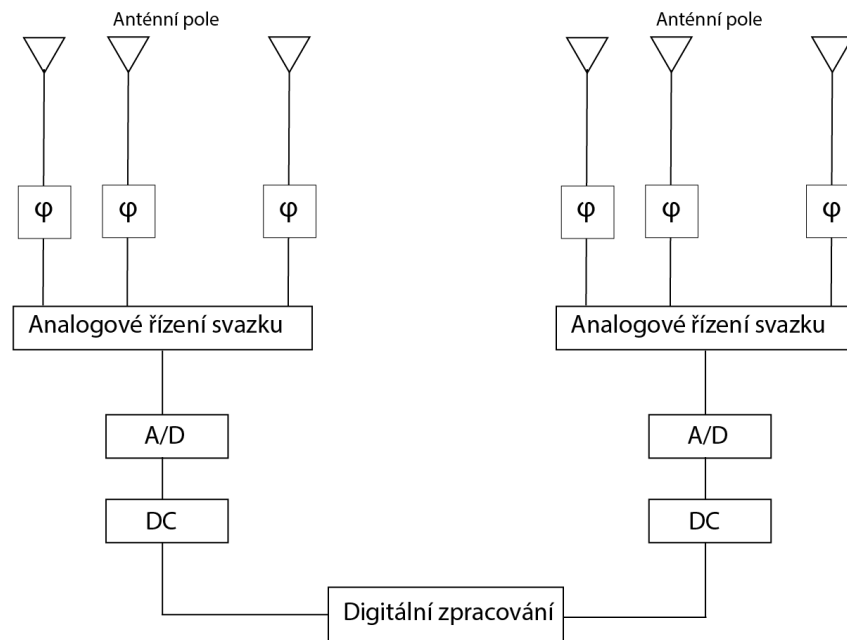
Tyto přístupy mohou vytvářet tvarování paprsku bez fázové odchylky šířky pásma, což umožňuje paprsek řídit rovnoměrně po své provozní šířce pásma. Má však vysoký požadavek na výkon a velké náklady [10].



Obrázek 1.7 Digitální zpracování

1.2.4 Hybridní řízení

Další možností řízení vyzářovacího svazku je využití obou předchozích metod a vytvořit tzv. hybridní tvarování svazku. Hlavním cílem je zjednodušit digitální tvarování paprsku a vylepšit výkon analogového tvarování. Myšlenkou je propojení hybridního tvarovače na konec analogového tvarovače. Oblast analogového tvarování ovládá fáze signálu každého elementárního prvku. Sekce digitálního řízení používá signál ze základního pásma a zvyšuje tak výkon více datových kanálů [2]. Navržené hybridní řízení je možné vidět na 1.8.



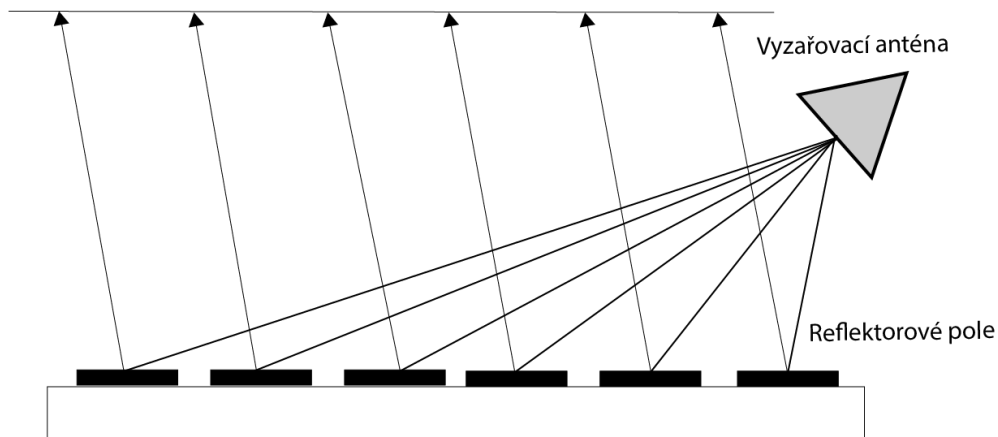
Obrázek 1.8 Hybridní zpracování

1.3 Reflektorové pole

Reflektorové pole je vytvořeno kombinací reflektoru a anténního pole. Díky kombinaci těchto dvou technologií můžeme využívat silné stránky každé z nich. V konvenčním použití parabolické reflektorové antény je zdroj umístěn v ohnisku reflektoru. Generované pole je nasměrováno pomocí reflektoru. U antén, kde se používá reflektorové pole je reflektor nahrazen reflektorovými elementy. Každý prvek je oddělen danou vzdáleností. Aby docházelo k nasměrování dopadající vlny, je potřeba předdefinovat fáze do různých sekcí pole. Nastavení fází může být pomocí fázových posuvů nebo pomocí tvaru a velikosti každého anténního prvku [2].

Reflektorové pole nezpůsobuje ztráty přenosového vedení, protože každý prvek je napájen kvazi-opticky, a nikoliv pomocí přizpůsobeného vedení. Výhodou je generování více paprsků. Avšak díky použití článků s fázovým posuvem musíme v reflektorovém

poli počítat i se ztrátami. Omezení je také v předdefinovaných paprscích jako u fázových polích. Jelikož se využívají články s fázovým posuvem, není řízení svazku plynulé [2].

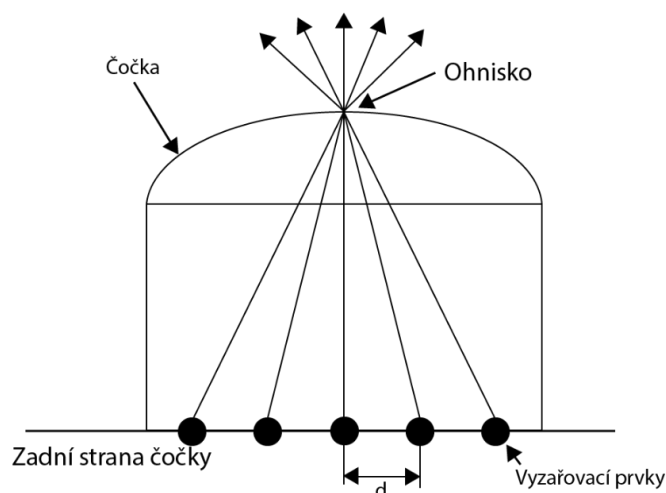


Obrázek 1.9 Reflektorové pole (na základě [2])

1.4 Integrované čočkové antény (ILA)

Integrovaná čočka se skládá z rotačně symetrické dielektrické čočky, která má eliptický nebo kvazi-eliptický tvar. Na zadní straně ohniskové roviny objektivu je planární pole spínaných zařízení, které jsou od sebe umístěny o vzdálenost d [11]. Čočka je umístěna tak, aby každý prvek vyzařoval ze stejného ohniska. Prvky jsou ovládány pomocí přepínačů, které se aktivují pro každý prvek zvlášť tak, aby došlo k předdefinovanému vychýlení [2]. Výhodou použití ILA v porovnání s fázovým polem je v konstrukční flexibilitě. ILA umožňují vytvořit anténní systém s vyšším ziskem a zároveň s menším počtem vyzařovacích prvků. Také využívají RF přepínače místo článků s fázovým posuvem. Ty mají nižší ztráty a nižší náklady [2]. Struktura Integrované čočky je znázorněna na Obrázku 1.10.

V literatuře [11] je popsána anténa, která pracuje na 60 GHz. Anténa se skládá z dielektrických čoček o průměru 7,5 mm a 12,5 mm. Napájecí pole je vytvořeno ze čtyř vyzařovacích prvků. Výsledky simulací a měření ukazují směrovost antény pro obě čočky $\pm 35^\circ$ a $\pm 22^\circ$ [11].

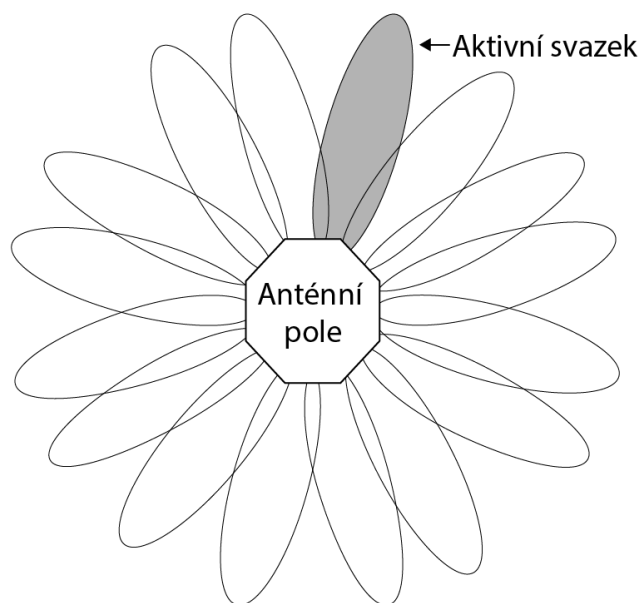


Obrázek 1.10 Struktura ILA

1.5 Přepínání antén

Tento typ antén je tvořen více vyzařovacími prvky. Každý prvek je nastaven tak, aby vyzařoval do požadovaného směru. Abychom dosáhly vyzařování do více směrů, přepínáme mezi jednotlivými prvky tak, aby vyzařoval vždy jen jeden do požadovaného směru [12]. Na rozdíl od ILA nejsou anténní prvky v jedné linii, ale jsou umístěny do středu a každá anténa vyzařuje jiným směrem, jak je znázorněno na Obrázku 1.11. Toto řešení je nevýhodné z hlediska vysokých nákladů a nadbytečnosti. Každá vyzařovací anténa potřebuje svoji napájecí síť, aby byla aktivní právě ta, kterou potřebujeme. Pokud pomocí této antény budeme vysílat signál a přijímač bude mezi jednotlivými směry, nelze pak zaručit konektivitu. Proto je nutné mít nastavení řízení směru tak, aby nedocházelo k těmto problémům [2].

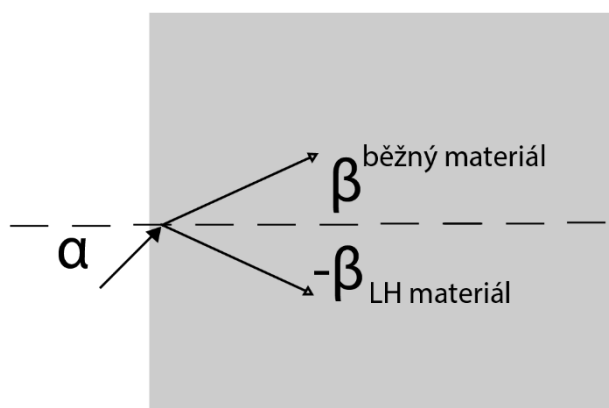
V literatuře [12] byla navržena víceprvková anténa pro LTE. Celý anténní systém využívá šest antén a každá z nich vyzařuje do určitého směru. Anténní struktura je navržena do hexagonu a je schopna přepínat mezi jednotlivými anténami tak, aby bylo možné sledovat zařízení, které se pohybuje kolem antény.



Obrázek 1.11 Struktura přepínání antén

1.6 Řízení svazku pomocí metamateriálu

Metamateriál je uměle vyrobený materiál, který má neobvyklé elektrické a magnetické vlastnosti např. permitivitu, permeabilitu, index lomu a další. Vlastnosti metamateriálu se záporným indexem lomu teoreticky analyzoval Victor Veselago roku 1968. Tento materiál má mimořádné chování. Magnetické a elektrické vektory míří opačným směrem. Vektory intenzity elektrického pole a magnetické indukce tvoří levotočivou ortogonální soustavu, hovoříme o tzv. Left handed materiálu [13]. Lom na rozhraní LH materiálu probíhá na druhou stranu od kolmice než u běžného materiálu viz Obrázek 1.12.



Obrázek 1.12 Lom v LH materiálu

Metamateriály se staly více atraktivní, jakmile jejich efektivní permitivita a permeabilita mohla dosahovat pozitivních i záporných hodnot. Díky této vlastnosti lze

nastavit index lomu pomocí aktivních prvků jako diody a tranzistory. Takové aktivní metamateriály lze využít pro řízení vyzařovacího diagramu antény bez použití složitých návrhů napájecí sítě a členů s fázovým posuvem [2].

Mohou být použity také jako čočky pro řízení svazku. Metamateriál je umístěn nad vyzařovací elementy stejně jako je tomu u ILA. Anténní čočky nastavují směr svazku posunutím vyzařovacích prvků na zadní straně ohniska čočky. Index lomu lze změnit pomocí aktivních součástek v metamateriálu. V literatuře [14] je popsána anténa, která využívá metamateriál jako čočku pro vychylování svazku.

Při této metodě dochází však i ke komplikacím. Díky umístění metamateriálu blízko radiačních prvků je velice ovlivněn činitel odrazu. Rezonanční kmitočty se mění s každým laděním metamateriálu. Z toho plyne, že tahle metoda není vhodná pro úzkopásmové aplikace. Přidáním více vrstev metamateriálu pro zvýšení úhlu řízení dochází ke zvětšení zpětného útlumu. Samotná integrace aktivních prvků a přepínacích obvodů do každé vrstvy je velice náročná a složitá [2].

1.7 Porovnání metod

Pokud bychom porovnali jednotlivé metody mezi sebou, tak jako ideální metoda se jeví řízení směru pomocí mechanického otáčení. U této metody nedochází k žádnému útlumu signálu a nedojde tak ke zhoršení výkonu. Avšak její velkou nevýhodou je pomalé řízení vychylování svazku a jak již bylo zmíněno výše jsou potřeba další komponenty, které zvyšují cenu celého systému.

Další popsanou metodou je analogové tvarování a řízení svazku, které na rozdíl od mechanického řízení nabízí rychlé řízení svazku, ale jeho rozsah je závislý na použité anténě a napájecí síti. Pokud budeme využívat jako napájecí síť matice, tak při velkém počtu vstupních portů napájecí sítě budou mít nemalé rozměry. Dále je si potřeba uvědomit, že fáze jsou kmitočtově závislé a antény musí být vyrobeny velmi přesně, aby pracovaly na daném kmitočtu. Využitím analogového řízení také snižujeme výkon antény. Na druhou stranu je tato metoda vhodná pro aplikace, kde chceme vychylovat svazek jen do určitých směrů a nevyžadujeme kontinuální řízení. Navíc návrh této metody není nikterak komplikovaný. Největším úskalím je optimální nastavení jednotlivých fází napájecí sítě.

Při použití digitálního řízení jsou náklady na výrobu velmi vysoké. Na základě použité metody se může vychylovat paprsek s odchylkou šířky pásma, ale i bez odchylky a vylepšuje rozlišení anténního pole.

Reflektorové pole používá jak tvarovací, tak i fázové posuvy pro řízení svazku. Jeho rozlišení je omezeno jako u analogového řízení. Značnou nevýhodou je velikost, jelikož využívá velké množství prvků v poli.

Použití integrované čočky ILA závisí na přepínání mezi jednotlivými prvky antény pro dosažení řízení směru. To vede k redundanci systému, jelikož je aktivní pouze jeden

prvek. U ILA je řízení směrů předdefinované a výkon systému se snižuje při snaze dosáhnout větších úhlů řízení.

Antény s přepínáním vyzařovacího svazku také zavádí redundanci do systému. To značně ovlivňuje náklady a velikost antén. Výkon antény je udržován v celém rozsahu řízení, tudíž zde není fázová odchylka.

U metody řízení, kde se využívá metamateriál, můžeme dosáhnout kontinuálního řízení svazku. Metamateriál zvětšuje celkovou velikost antény. Je zde zvýšena složitost systému kvůli obvodům pro varaktory, které jsou v každé vrstvě. Pokud se do systému přidá více vrstev metamateriálu, roste s tím i složitost a vložený útlum.

Porovnání jednotlivých metod je znázorněno v Tabulce 1.1. Nicméně pro splnění zadání byla vybrána metoda analogového řízení s ohledem na to, že vychýlení postačuje do čtyř kvadrantů. Vychýlení bude pouze v jedné rovině, jelikož mikropáskové antény neumožňují vyzařování i za jejich rovinu. Pro návrh byla uvažována Butlerova matice se čtyřmi vstupy a čtyřmi výstupy. Jako vyzařovací prvky byly navrženy tři antény a pro výsledný návrh byla vybrána jedna z nich.

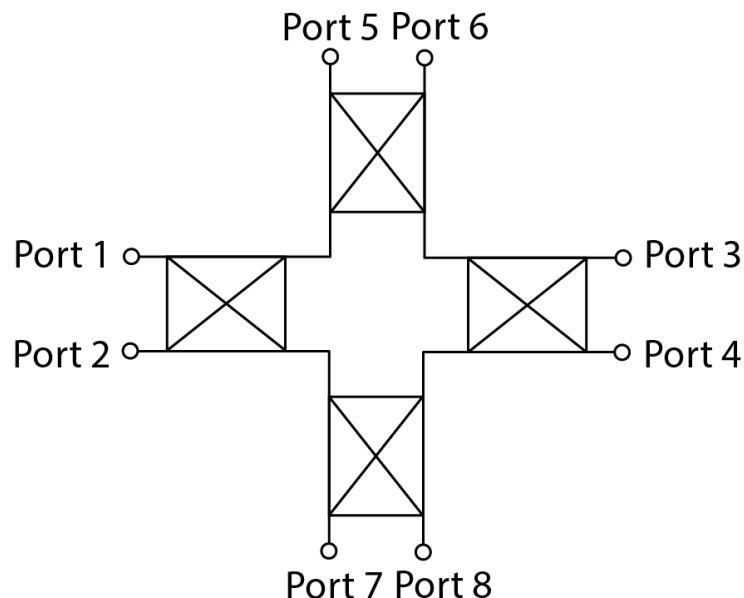
Tabulka 1.1 Porovnání metod řízení svazku

Metoda řízení	Útlum	Řízení	Náročnost návrhu	Rozměry	Cena
Mechanické	Žádný	Kontinuální	Malá	Velké	Vysoká
Analogové	Velký	Předdefinované	Střední	Střední	Nízká
Digitální	Velký	Předdefinované	Velká	-	Vysoká
Reflektorové pole	Střední	Předdefinované	Střední	Velké	Vysoká
ILA	Malý	Předdefinované	Malá	Střední	Nízká
Přepínání antén	Střední	Předdefinované	Malá	Velké	Vysoká
Metamateriál	Velký	Předdefinované	Střední	Střední	Střední

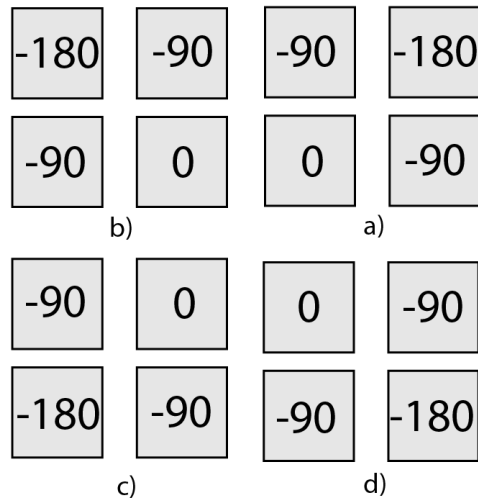
2. NAPÁJECÍ SÍŤ

Pro řízení směru svazku do čtyř kvadrantů byla vybrána metoda analogového řízení pomocí fázového pole. Butlerova matice v provedení vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW) tvoří napájecí síť. Tato kapitola se věnuje jejímu návrhu, který byl proveden postupně po jednotlivých úsecích. Nejprve byl navržen SIW vlnovod, poté vazební člen, spojovací vlnovod a v neposlední řadě byla sestavena celá Butlerova matice.

Pro splnění zadání bylo potřeba využít fázovací pole, které je schopné vyzařovat do čtyř směrů. To umožňuje planární pole v provedení 2×2 . Pro napájení takového pole bylo potřeba Butlerovu matici patřičně upravit. Celá koncepce této matice je zobrazena na Obrázku 2.1. Návrh byl řešen postupně po dílčích částech. Bylo potřeba určit fázové posuvy, které budou zajišťovat určité nasměrování vyzařovacího paprsku. Názorné rozdělení fázových posuvů pro jednotlivé směry je zobrazeno na Obrázku 2.2. K dosažení daných fázových posuvů bylo zapotřebí minimálně dvou vazebních článků. Ty byly navrženy a simulovány samostatně. Poté bylo potřeba daný signál z jednoho vazebního členu dostat do druhého, aby se daný signál dostal na všechny výstupní porty. Za tímto účelem byl vytvořen propojovací vlnovod, který je samostatně popsán. Pro celou napájecí síť byl použit substrát Arlon 25N s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$, tloušťkou $h = 1,52$ mm a ztrátovým činitelem $\text{tg}\delta = 0,0025$. Celá napájecí síť byla navržena pro kmitočtové pásmo ISM 5,8 GHz, kde šířka pásma je 5,725 – 5,875 GHz. Simulace byly provedeny v programu CST Studio Suite 2020.



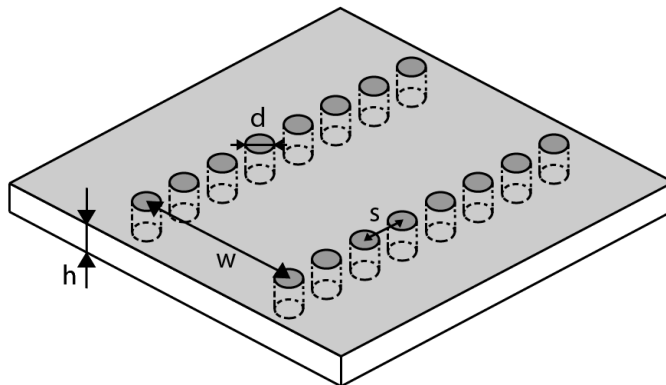
Obrázek 2.1 Butlerova Matice pro pole 2×2



Obrázek 2.2 Rozdělení fázových posuvů pro jednotlivé směry a) fáze pro první kvadrant b) fáze pro druhý kvadrant c) fáze pro třetí kvadrant d) fáze pro čtvrtý kvadrant

2.1 Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu

Vlnovod integrovaný do substrátu (SIW) se skládá z dielektrického substrátu, který je pokoven na obou stranách. Boční strany vlnovodu jsou vytvořeny pomocí řad prokůvů skrz dielektrikum. Celá struktura vlnovodu je zobrazena na Obrázku 2.3. Díky tomu, že vlnovod je konstruován v planární formě, umožňuje integraci mezi dalšími planárními strukturami jako mikropáskové a koplanární vedení [15]. Klasické vlnovody jsou známy tím, že obecně dosahují malých ztrát. To však neplatí u SIW vlnovodu, jelikož zde vznikají ztráty únikem mezi prokvy (únik transverzálně magnetické vlny). Proto u SIW mohou existovat pouze vidy $TE_{n,0}$. Mezi výhody SIW patří možnost vytvořit libovolné struktury [16].



Obrázek 2.3 Struktura vlnovodu integrovaného do substrátu

Pro návrh jsou nejprve vypočítány celkové rozměry vlnovodu integrovaného do substrátu s ohledem na zvolený substrát a pracovní kmitočet. Jako substrát pro SIW byl použit Arlon 25N s permitivitou $\epsilon_r = 3,38$, tloušťkou $h = 1,52$ mm a ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta = 0,0001$. Spodní a horní stěny jsou tvořeny z perfektně vodivého materiálu. V pásmu jednovidovosti se volí kritický kmitočet vidu TE_{10} podle podmínky jednovidovosti:

$$\frac{f_{\text{prac}}}{f_{\text{krit}}} = 1,25 \div 1,9. \quad (2.1)$$

Poměr $f_{\text{prac}}/f_{\text{krit}}$ byl zvolen jako 1,4. Pro pracovní kmitočet 5,8 GHz můžeme vypočítat kritický kmitočet podle následujícího vztahu

$$f_{\text{krit}} = \frac{f_{\text{prac}}}{1,4} = \frac{5,8 \cdot 10^9}{1,4} = 4,143 \text{ GHz}. \quad (2.2)$$

Následně byla určena ekvivalentní šířka obdélníkové vlnovodu

$$W_{\text{RWG}} = \frac{c_0}{2 \cdot f_{\text{krit}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{2 \cdot 4,143 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}} = 0,01969 \text{ m} = 19,69 \text{ mm}, \quad (2.3)$$

kde c_0 je rychlost světla, f_{krit} je vypočítaný kritický kmitočet a ϵ_r je permitivita substrátu.

Dále z kritického kmitočtu byla vypočtena i kritická vlnová délka dominantního vidu

$$\lambda_{\text{krit}} = \frac{c_0}{f_{\text{krit}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{4,143 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}} = 0,03939 \text{ m} = 39,39 \text{ mm}. \quad (2.4)$$

Pro výpočet šířky vlnovodu integrovaného do substrátu bylo potřeba určit průměr prokovů, a to pomocí Obrázku 2.4. Při volbě byla zohledněna výrobní omezení. Vhodné doporučení pro volbu rozměrů p a d nalezneme v literatuře [15], kde je uvedeno rozmezí $0,05 < d/\lambda_{\text{krit}} < 0,25$ a to platí také pro poměr p/λ_{krit} . Pro efektivnost výrobního procesu by počet děr na vlnovou délku neměl přesáhnout 20, což také vyjadřuje podmínka $p/\lambda_{\text{krit}} < 0,05$ [16]. Pro minimalizování ztrát vyzařování platí podmínka $p < 2d$ [15]. Výsledný průměr prokovů pro strukturu SIW byl určen jako $d = 2$ mm a rozstup jednotlivých prokovů byl určen jako $p = 3,5$ mm. Po zvolení těchto hodnot bylo možné vypočítat šířku vlnovodu integrovaného do substrátu, a to pomocí iterační metody uvedené v [17]. Z šířky klasického obdélníkové vlnovodu lze vypočítat šířku SIW pomocí vztahu:

$$W_{\text{RWG}} = W_{\text{SIW}} \cdot \bar{a}, \quad (2.5)$$

kde W_{SIW} je šířka vlnovodu integrovaného do substrátu, \bar{a} je normalizovaná šířka ekvivalentního vlnovodu a je dána následujícím vztahem:

$$\bar{a} = k_1 + \frac{k_2}{\frac{p}{d} + \frac{k_1 + k_2 - k_3}{k_3 - k_1}}, \quad (2.6)$$

kde parametry k_x jsou dány následujícími vztahy:

$$k_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{W_{SIW}-1,0684}{p}}, k_2 = -0,1183 + \frac{1,2729}{\frac{W_{SIW}-1,201}{p}}, k_3 = 1,0082 + \frac{0,9163}{\frac{W_{SIW}+0,2152}{p}} \quad (2.7)$$

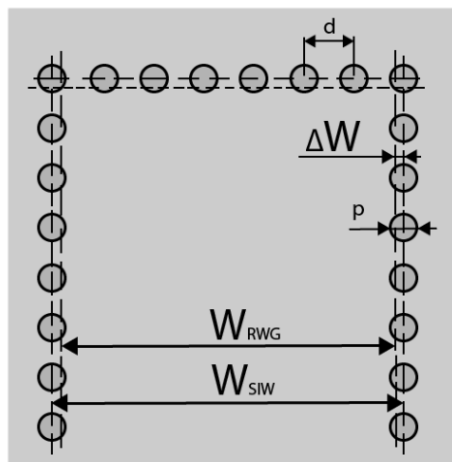
Pro výpočet šířky vlnovodu integrovaného do substrátu byla využita výše uvedená iterační metoda. Pro jednodušší aplikování byl vytvořen skript v programu MATLAB. Výsledné hodnoty parametrů k_x a šířky vlnovodu W_{SIW} jsou uvedeny v Tabulce 2.1. Pro názornější ukázkou vypočítaných rozměrů klasického vlnovodu a vlnovodu integrovaného do substrátu je zobrazen Obrázek 2.4. Z vypočítaných šířek vlnovodů je možné vypočítat i rozměr rozšíření, podle následující rovnice:

$$\Delta W = \frac{W_{SIW} - W_{RWG}}{2} = \frac{21,124 - 19,69}{2} = 0,7168 \text{ mm} \quad (2.8)$$

Pro zjednodušení počátečního návrhu a jednodušší úpravu rozměrů byly modely vytvořeny pomocí ekvivalentních vlnovodů se stěnami z PEC materiálu jejichž šířka byla nulová. Později byla provedena konverze z ekvivalentního vlnovodu na strukturu SIW.

Tabulka 2.1 Počáteční hodnoty struktury SIW

W_{RWG} [mm]	k_1 [-]	k_2 [-]	k_3 [-]	\bar{a} [-]	d [mm]	p [mm]	W_{SIW} [mm]	ΔW [mm]
19,69	1,0896	-0,3816	0,8616	0,9321	2,0	3,5	21,124	0,7168

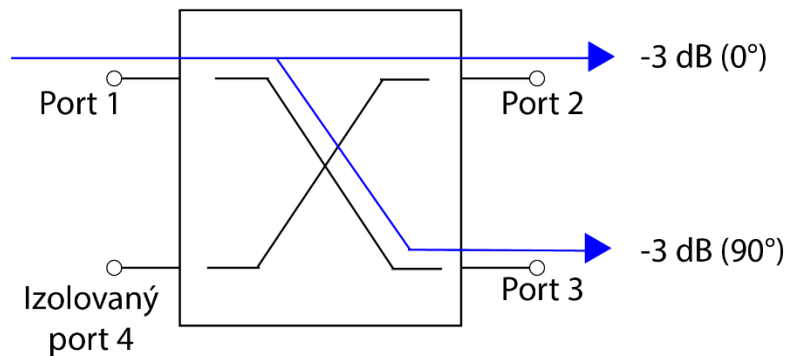


Obrázek 2.4 Rozměry konvenčního vlnovodu a struktury SIW

2.2 Návrh 3 dB vazebního členu

Směrový vazební člen se nejčastěji vkládá do přenosového vedení a slouží k odbočení signálu. Při odbočení nesmí vnášet žádné odrazy či tlumení signálu. Směrový vazební člen se používá např. v děličích výkonu a směrovačích. Vazební členy mohou být tříportové nebo čtyřportové. Čtyřportový vazební člen je znázorněn na Obrázku 2.5. Budící signál je přiveden na Port 1 a dochází k dělení signálu na výstupní porty 2 a 3. Port 4 je izolovaný a neproniká do něj žádný výkon. Signál na výstupních portech 2 a 3 je zeslaben právě o 3 dB a jejich fáze jsou vzájemně posunuty o 90°.

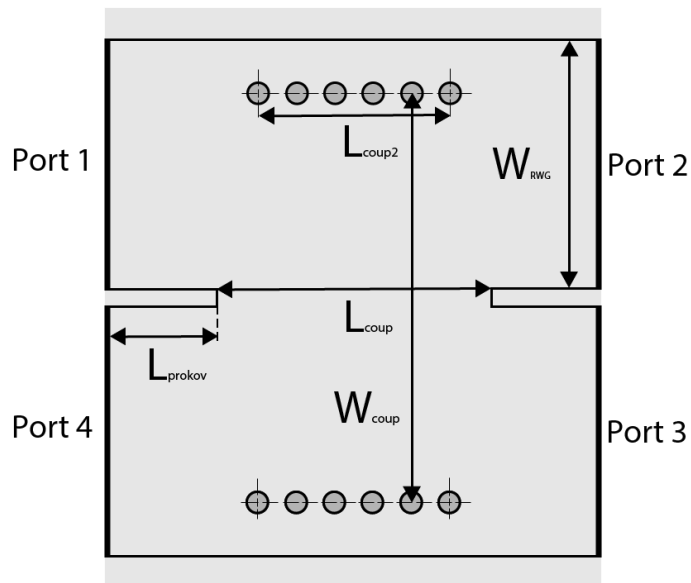
Pro návrh vazebního členu, který na výstupních portech má signál s posunutou fází, byly využity rozměry pro SIW. Při návrhu byl zvětšen rozměr W_{RWG} na hodnotu 22,5 mm. Všechny počáteční rozměry pro návrh jsou uvedeny v Tabulce 2.2. Celou strukturu vytvořeného vazebního členu je možné vidět na Obrázku 2.3.



Obrázek 2.5 3 dB vazební člen

Tabulka 2.2 Počáteční hodnoty pro návrh 3 dB vazebního členu

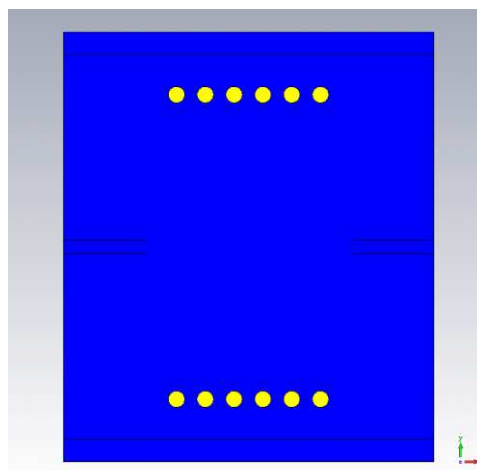
Zkratka rozměru	Hodnota [mm]	Popis rozměru
W_{RWG} [mm]	22,5	Šířka ekvivalentního vlnovodu
W_{coup} [mm]	35	Vzdálenost vnitřních prokovů
L_{coup}	25	Mezera mezi středovými prokovy
L_{coup2}	18,5	Délka vnitřní řady prokovů
L_{prokov}	10	Délka krajní řady prokovů
d	2	Průměr prokovu
p	3,5	Vzdálenost mezi prokovy



Obrázek 2.6 Struktura 3 dB vazební člen

2.2.1 Modelování vazební členu

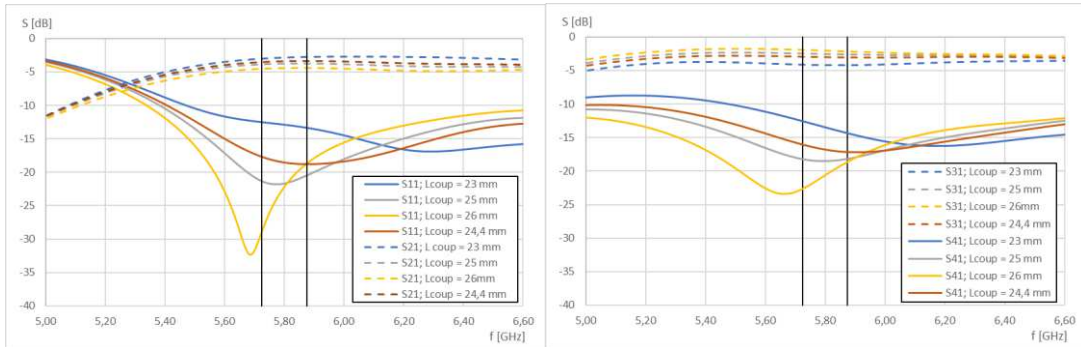
Pro zjednodušení modelu byly v simulátoru prokovy nahrazeny PEC stěnami. Při určování výsledných rozměrů bylo klíčové, aby fázový posuv mezi výstupními porty 2 a 3 byl co nejbližší hodnotě -90° . Stejně tak zásadní byly parametry S_{12} a S_{13} , aby dosahovaly hodnoty nejbližší 3 dB. Parametry činitele odrazu S_{11} a činitele přenosu S_{14} musely být co nejmenší. Nejdříve se měnil parametr W_{RWG} na hodnotu 22,5 mm. Následně byly změněny další dva klíčové rozměry, a to L_{coup} a W_{coup} . Zjednodušený model navrženého 3 dB vazební členu je na Obrázku 2.7.



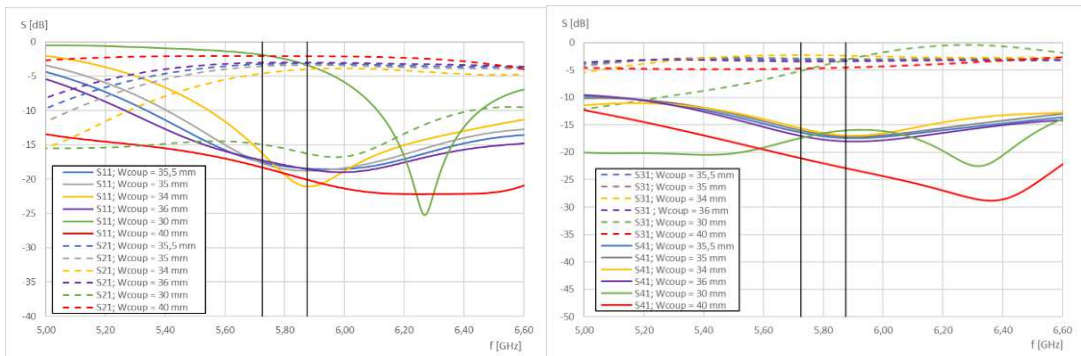
Obrázek 2.7 Zjednodušený model 3 dB vazební členu

2.2.2 Výsledky simulací vazebního členu

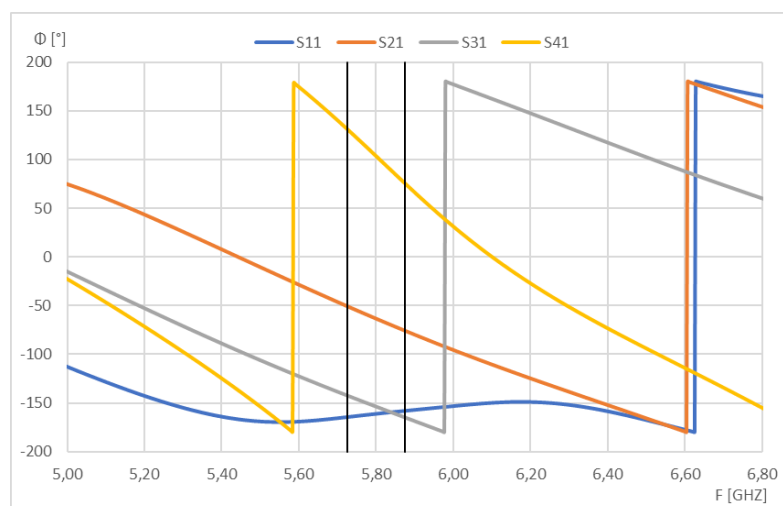
Pro požadované hodnoty fází a činitelů přenosu byly hledány optimální hodnoty dvou rozměrů. L_{coup} a W_{coup} , které výrazně ovlivňují S-parametry. Proto při optimalizaci byly rozměry měněny s malým krokem a změny jednotlivých rozměrů se střídaly. Výsledky simulací pro vazební člen při změně rozměru L_{coup} jsou zobrazeny na Obrázku 2.9. Dále byl parametricky rozmitán rozměr W_{coup} a jeho vliv na S-parametry je zobrazen na Obrázku 2.10. Kmitočtové závislosti výsledných fází pro výstupní porty je možné pozorovat na Obrázku 2.10.



Obrázek 2.8 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně rozměru L_{coup} – vazební člen



Obrázek 2.9 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně rozměru W_{coup} – vazební člen



Obrázek 2.10 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně rozměru L_{coup} – vazební člen

Jak je patrné ze zobrazených grafických závislostí, tak S-parametry S_{21} a S_{31} dosahují hodnot kolem -3 dB viz Tabulka 2.3. Těchto hodnot bylo dosaženo pomocí parametrické analýzy, kdy se měnily rozměry L_{coup} , $L_{\text{coup}2}$, a W_{coup} . Při návrhu musely být zohledněny i jednotlivé fáze, a to hlavně na výstupních portech. Bylo potřeba docílit vzájemného fázového posuvu mezi výstupními porty a to o -90° . Při simulaci se úspěšně dosáhlo posuvu fází o $-90,2^\circ$ mezi výstupními porty 2 a 3. Port 4 byl dostatečně izolován a parametr S_{41} dosahoval hodnot -17,063 dB. Výsledné rozměry vazebního členu byly určeny jako $W_{\text{coup}} = 35,5$ mm, $L_{\text{coup}} = 24,4$ mm, $L_{\text{coup}2} = 18,5$ mm.

Tabulka 2.3 Výsledky simulací pro vazební člen

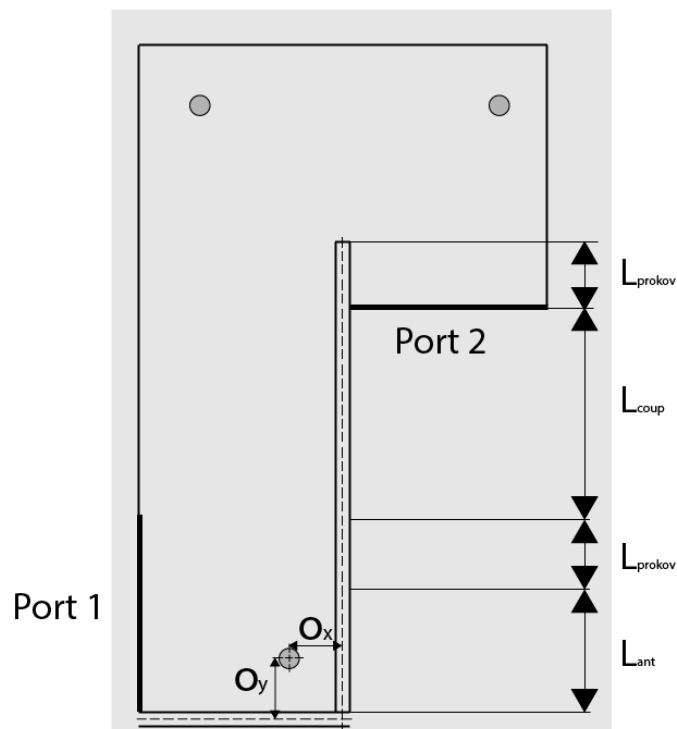
	S_{11}	S_{21}	S_{31}	S_{41}
Velikost signálu [dB]	-18,118	-3,162	-3,206	-17,063
Fáze [°]	-160,99	-63,22	-153,42	103,91

2.3 Návrh spojovacího vlnovodu

Vlnovod slouží k propojení výstupního portu prvního vazebního členu se vstupním portem druhého vazebního členu, kde je signál opět fázově posunut. Při návrhu propojovacího vlnovodu byly využity rozměry navržené pro SIW. Celková struktura návrhu je zobrazena na Obrázku 2.11. Počáteční návrh nebyl však optimální. Proto do návrhu byly přidány prokovy, aby signál lépe procházel skrz strukturu. Umístění prokovů bylo postupně měněno v závislosti na činiteli přenosu a činiteli odrazu. Počáteční rozměry použité při návrhu jsou zobrazeny v Tabulce 2.4.

Tabulka 2.4 Počáteční rozměry spojovacího vlnovodu

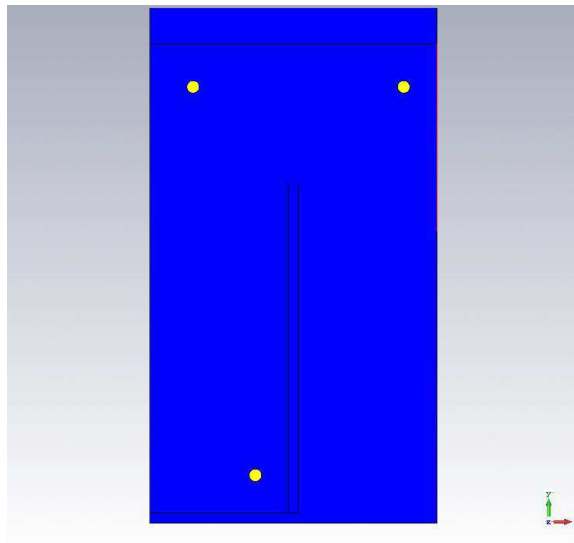
Zkratka rozměru	Hodnota [mm]	Popis rozměru
W_{RWG} [mm]	22,5	Šířka ekvivalentního vlnovodu
W_{coup} [mm]	35	Vzdálenost vnitřních prokovů
L_{coup} [mm]	25	Mezera mezi středovými prokovy
L_{prokov} [mm]	6	Délka krajní řady prokovů
L_{ant} [mm]	10	Délka řady prokovů pro umístění antény
O_x [mm]	4	Vzdálenost rohového prokovu od stěny v ose x
O_y [mm]	4	Vzdálenost rohového prokovu od stěny v ose y



Obrázek 2.11 Struktura spojovacího vlnovodu

2.3.1 Modelování spojovacího vlnovodu

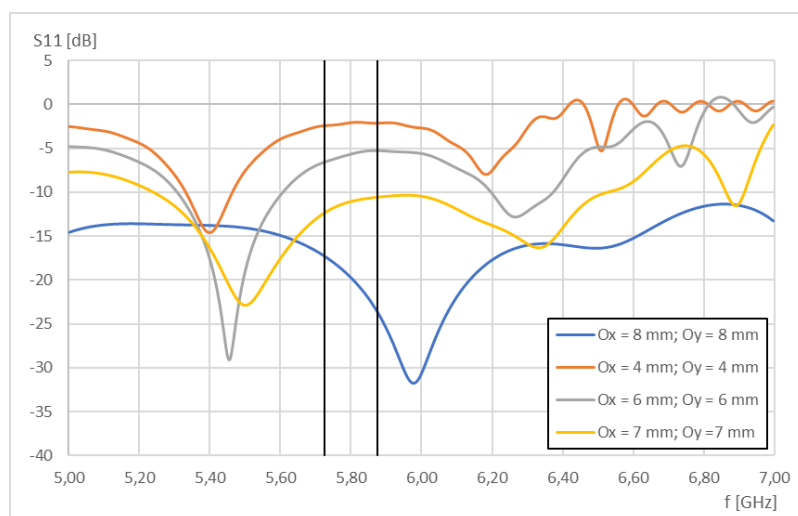
Při tomto modelování byl využit pouze zjednodušený model spojovacího vlnovodu. Jednotlivé rozměry byly určeny díky předchozím návrhům. Zjednodušený model spojovacího vlnovodu mezi dvěma vazebními členy je zobrazen na Obrázku 2.12. Do modelu byly později přidány prokovy, aby došlo k vylepšení S-parametrů.



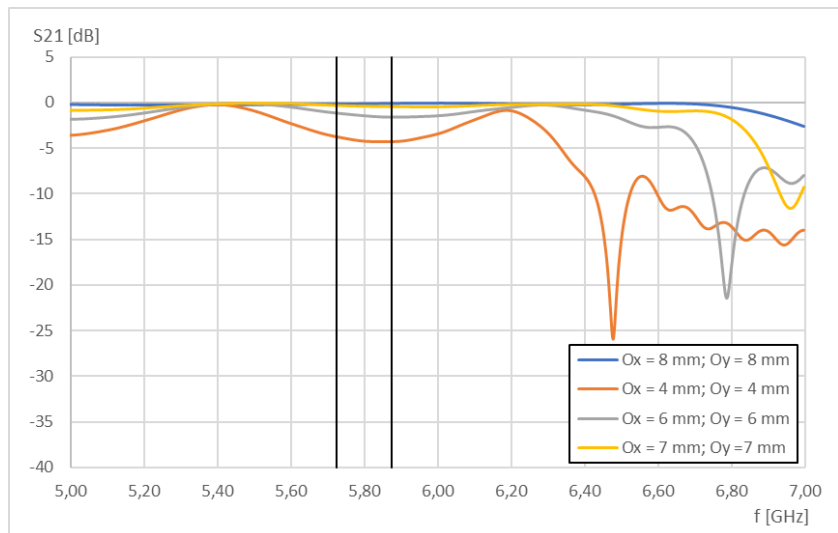
Obrázek 2.12 Zjednodušený model spojovacího vlnovodu

2.3.2 Výsledky simulací spojovacího vlnovodu

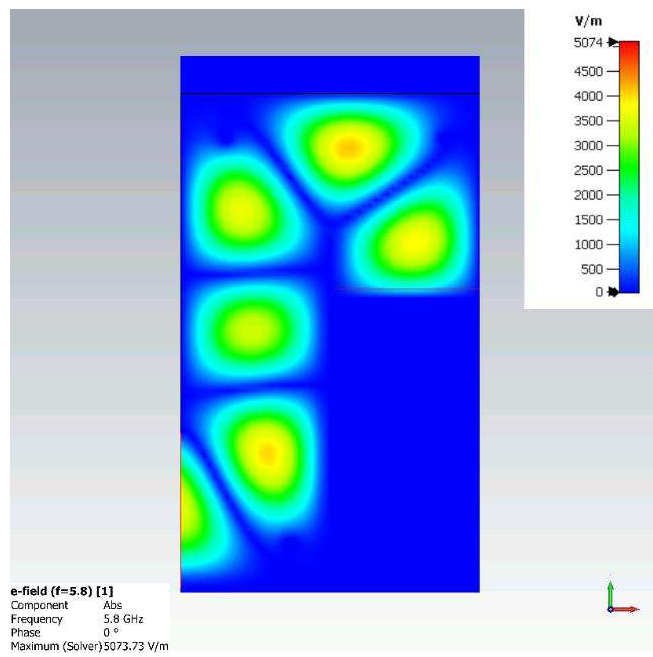
Při návrhu spojovacího vlnovodu mezi jednotlivými vazebními členy bylo největší úskalí v pravoúhlých ohybech. Nejprve proběhly simulace samotného vlnovodu bez prokůvů. Tyto simulace nebyly optimální, proto se přistoupilo k vylepšení vlastností vlnovodu a umístily se prokovy vzdálené od rohů 4 mm v ose x a 4 mm v ose y. Došlo k značnému vylepšení S-parametrů. Postupně byly prokovy umístěny dále od stěn až bylo dosaženo ideálních hodnot odsazení prokůvů od stěn vlnovodu. Jednotlivé prokovy jsou umístěny 8 mm od středu stěny prokovu v ose x i v ose y. Grafické závislosti S-parametrů S_{11} a S_{21} jsou zobrazeny na Obrázku 2.13 a 2.14. Šíření elektrického pole ve vlnovodu je zobrazeno na Obrázku 2.15.



Obrázek 2.13 Závislost S_{11} na frekvenci – spojovací vlnovod



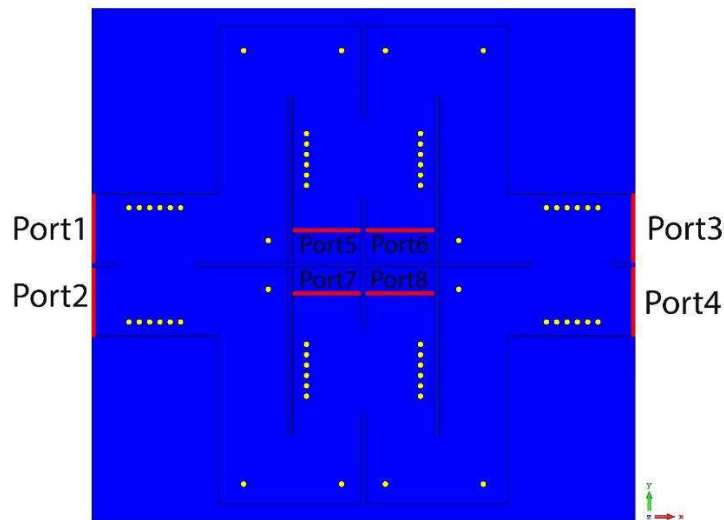
Obrázek 2.14 Závislost S_{21} na frekvenci – spojovací vlnovod



Obrázek 2.15 Rozložení elektrického pole ve spojovacím vlnovodu

2.4 Butlerova matice

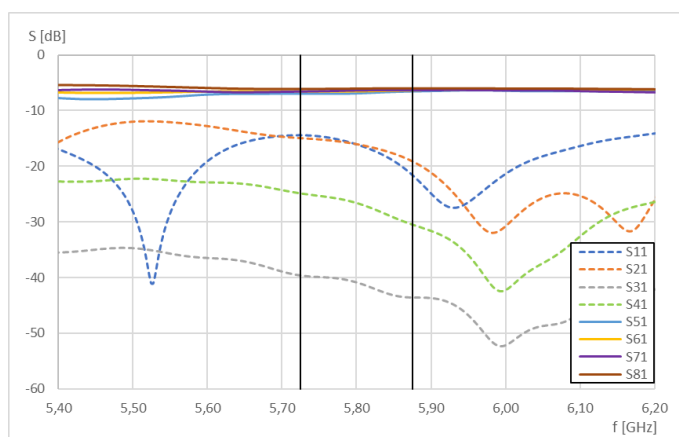
Před vytvořením celkové Butlerovy matice byl propojen první 3 dB vazební člen a spojovací vlnod. Hlavně pravouhlý ohyb výrazně ovlivnil S-parametry. Byla výrazně zmenšena délka antény na hodnotu $L_{ant} = 13,5$ mm. Rozměry vazebního členu byly ponechány na hodnoty $W_{coup} = 36$ mm, $L_{coup} = 23$ mm, $L_{coup2} = 18,5$ mm. Poté se do modelu přidal i druhý vazební člen a za ním i SIW vedení pro napájení vyzařovací antény. Navržený model Butlerovy matice je zobrazen Obrázku 2.6. Výstupní porty 5,6,7,8 byly umístěny do místa, které je vzdálené od stěny PEC o rozměr L_{ant} . Při optimalizaci rozměrů byl buzen pouze port 1. Po optimalizaci všech rozměrů a dosažení výsledných S-parametrů byla ověřena funkčnost nejprve pro port 2. Následně byly simulována napájecí síť i při buzení vstupních portů 3 a 4. Jejichž kmitočtové závislosti byly identické, jelikož celá Butlerova matice je symetrická.



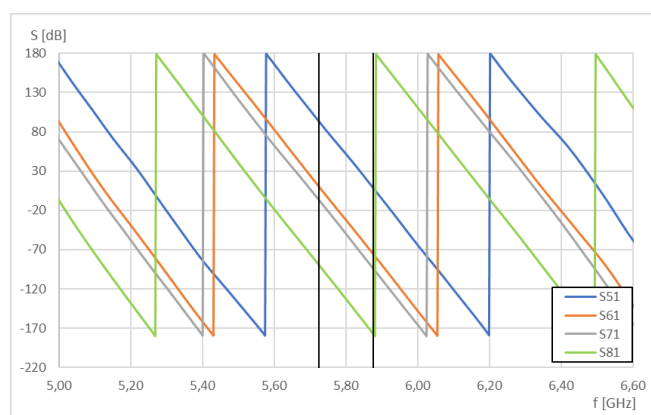
Obrázek 2.16 Model Butlerovy matice

2.4.1 Výsledky simulací Butlerovy matice

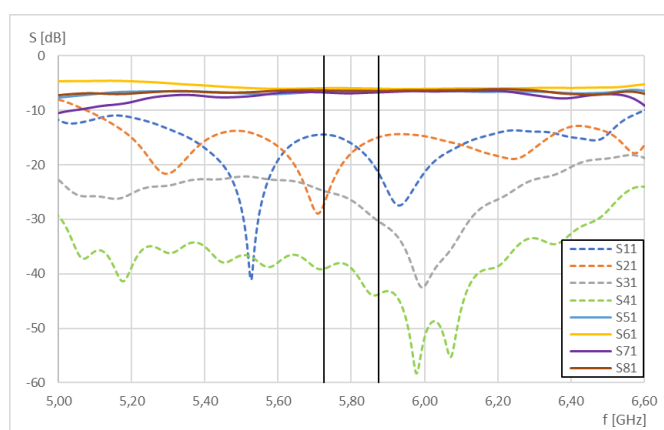
Při simulacích Butlerovy matice byly opět rozmítány rozměry vazebního členu. Nejlepší S-parametry matice byly při hodnotě $L_{coup} = 24$ mm. S ohledem na fázové posuvy nebylo možné zvolit jiné hodnoty rozměrů, neboť by se nedocílilo požadovaných fázových posuvů. Také se zvětšujícím se rozměrem W_{coup} se značně měnila hodnota činitele přenosu S_{81} . Proto se přistoupilo ke kompromisu ponechat výsledné hodnoty tak, jak jsou uvedeny v Tabulce 2.7. Výstupní porty v simulátoru byly nastaveny na polohu, kde se uvažovalo uložení štěrbin při sestavení celého anténního systému. Grafické závislosti jednotlivých S-parametrů a fázových posuvů pro port 1 je možné pozorovat na Obrázku 2.17 a Obrázku 2.18. Pro situaci, kdy byl vybuzen port 2 jsou S-parametry zobrazeny na Obrázku 2.19. Výsledné fázové posuvy pro port 2 jsou zobrazeny na Obrázku 2.20.



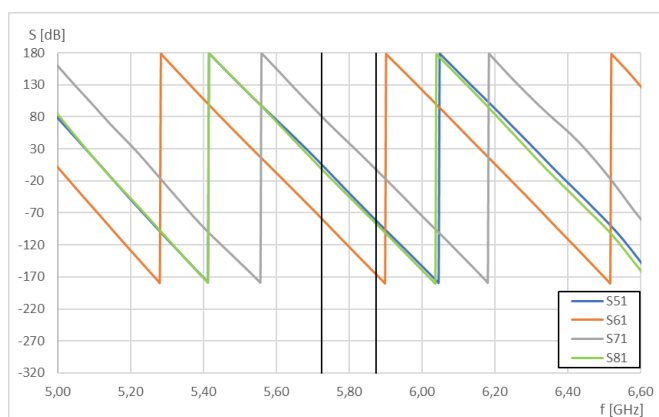
Obrázek 2.17 Závislost S-parametrů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 1



Obrázek 2.18 Závislost fázi jednotlivých výstupů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 1



Obrázek 2.19 Závislost S-parametrů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 2



Obrázek 2.20 Závislost fáze jednotlivých výstupů na frekvenci – Butlerova matice při buzení portu 2

Tabulka 2.5 Výsledné S-parametry pro Butlerovu matici pro $f = 5,8$ GHz

Buzení	S_{1x} [dB]	S_{2x} [dB]	S_{3x} [dB]	S_{4x} [dB]	S_{5x} [dB]	S_{6x} [dB]	S_{7x} [dB]	S_{8x} [dB]
Port 1	-16,07	-16,06	-40,86	-26,57	-6,96	-6,48	-6,32	-6,00
Port 2	-16,06	-17,86	-26,56	-39,05	-6,29	-5,97	-6,94	-6,43
Port 3	-40,87	-26,56	-16,88	-15,62	-6,29	-7,01	-5,94	-6,51
Port 4	-26,57	-39,05	-15,62	-22,22	-6,11	-6,65	-5,99	-6,72

Tabulka 2.6 Výsledné fáze na výstupních portech pro Butlerovu matici pro $f = 5,8$ GHz

Buzení	φ_5 [°]	φ_6 [°]	φ_7 [°]	φ_8 [°]	$\Delta\varphi_{56}$ [°]	$\Delta\varphi_{67}$ [°]	$\Delta\varphi_{78}$ [°]
Port 1	52,02	-32,0	-49,41	-132,52	-84	-17	-83,11
Port 2	-39,0	-122,6	39,09	-43,91	-83,6	-83,51	-83
Port 3	-43,41	54,83	-140,89	-43,46	98,24	-195,72	-97,43
Port 4	-132,25	-34,32	-53,16	44,09	97,93	-18,84	97,25

Hodnoty v tabulkách byly odečteny pro pracovní kmitočet $f = 5,8$ GHz. V celém pracovním pásmu byly odchylky všech činitelů přenosu. Ovšem odchylky nebyly větší než o 1 dB. V Tabulce 2.6 je možné vidět fázové posuvy na výstupních portech matice. Jednotlivé fázové posuvy byly ovlivněny celkový propojením vazebních členů a spojovacích vlnovodů. Bohužel se nepodařilo dosáhnout lepších fázových posuvů s ohledem na S-parametry a jednotlivé fázové posuvy se od ideálních 90° značně odlišují.

Tyto odchylky však neměly velký vliv na samotnou funkčnost anténního systému. Výsledné rozměry pro napájecí síť jsou uvedeny v Tabulce 2.7.

Tabulka 2.7 Výsledné rozměry Butlerovy matice

Zkratka rozměru	Hodnota [mm]	Popis rozměru
W_{RWG} [mm]	22,5	Šířka ekvivalentního vlnovodu
W_{coup} [mm]	35	Vzdálenost vnitřních proků
L_{coup}	25	Mezera mezi středovými proky
L_{coup2}	18,5	Délka vnitřní řady proků
L_{prokov}	10	Délka krajní řady proků
d	2	Průměr proku
p	3,5	Vzdálenost mezi proky
O_x	8	Vzdálenost rohového proku od stěny v ose x
O_y	8	Vzdálenost rohového proku od stěny v ose y
L_{ant}	6	Délka řady proků pro umístění antény

3. NÁVRH ANTÉNY

V této kapitole je popsán návrh vyzařovacího prvku, který byl použit pro celkový návrh antény s říditelným svazkem. Pro vychylování bylo použito pole vyzařovacích prvků 2×2 , aby bylo možné řídit vyzařovací paprsek do čtyř kvadrantů. Při návrhu bylo použito více antén, aby se došlo k nejlepšímu možnému řešení. Nejprve byla navržena flíčková anténa, dále byl navržen přechod na SIW vlnovod a v neposlední řadě šterbina. Všechny tyto dílčí části byly použity při modelování tří antén.

Prvně byla namodelována flíčková anténa napájená pomocí SIW vlnovodu. Dále byla namodelována šterbinová anténa umístěna v SIW. Jako poslední a nejlepší řešení, které bylo nakonec i použito pro konečný návrh, byla namodelována flíčková anténa napájená apertury. Všechny antény byly navrženy tak, aby pracovaly ve frekvenčním pásmu ISM 5,8 GHz, kde šířka pásma je 5,725 – 5,875 GHz. Simulace byly provedeny v programu CST Studio Suite 2020.

3.1 Návrh flíčkové antény

Flíčkové antény jsou jedním z nejrozšířenějších typů mikropáskových antén. Anténa je tvořena vodivou plochou. Ta může mít různý tvar, známé jsou např. flíčky kruhové, obdélníkové. Anténní prvek je umístěn na dielektrickém substrátu o tloušťce h s relativní permitivitou ϵ_r . Na spodní straně substrátu je nanesena vodivá vrstva, která se chová jako zemnicí plocha. Napájet takové antény je možné pomocí koaxiálního kabelu, mikropáskového vedení, nebo apertury [18].

Jako vyzařovací element byla použita flíčková anténa. Substrát pro anténu byl použit CuClad 233 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,33$, tloušťkou $h = 1,52$ mm a ztrátovým činitelem $\delta = 0,0013$. Jako první byly určeny základní rozměry flíčky.

Nejprve byla určena šířka flíčkové antény podle následující rovnice.

$$W = \frac{c_0}{2 \cdot f} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 5,8 \cdot 10^9} \cdot \sqrt{\frac{2}{2,33 + 1}} = 0,020095 \text{ m} \cong 20,1 \text{ mm}, \quad (3.1)$$

kde c_0 je rychlost světla, f je kmitočet na kterém anténa pracuje, ϵ_r je permitivita substrátu. Pro výpočet dalšího rozměru bylo potřeba určit efektivní permitivitu

$$\begin{aligned} \epsilon_{reff} &= \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \times \frac{h}{W} \right]^{-\frac{1}{2}} = \\ &= \frac{2,33 + 1}{2} + \frac{2,33 - 1}{2} \cdot \left[1 + 12 \times \frac{(1,524) \times 10^{-3}}{0,020095} \right]^{-\frac{1}{2}} \cong 2,15. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Následně bylo vypočteno prodloužení pomocí následující rovnice

$$\Delta L = 0,412 \cdot \frac{(\varepsilon_{reff} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\varepsilon_{reff} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} =$$

$$= 0,412 \times \frac{(2,1462+0,3) \cdot \left(\frac{0,020095}{(1,524) \cdot 10^{-3}} + 0,264\right)}{(2,1462-0,258) \cdot \left(\frac{0,020095}{(1,524) \cdot 10^{-3} h} + 0,8\right)} = 7,82 \cdot 10^{-4} \text{ m.}$$
(3.3)

V neposlední řadě byla vypočtena celková délka flíčku

$$L_{eff} = \frac{c_0}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\varepsilon_{reff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \times 5,8 \times 10^9 \cdot \sqrt{2,1462}} = 0,0177 \text{ m} \cong 18 \text{ mm,}$$
(3.4)

$$L = L_{eff} - 2\Delta L = 0,0177 - 7,8227 \cdot 10^{-4} = 0,0161 \text{ m} = 16,1 \text{ mm.}$$
(3.5)

3.2 Návrh přechodu mikropáskového vedení na SIW

Napájecí pole bylo navrženo jako vlnovod integrovaný do substrátu. Tudíž bylo potřeba vytvořit přechod mikropáskového vedení a SIW vlnovodu. Pro napájení flíčkové antény bylo využito mikropáskového vedení. Jako substrát zde byl použit Arlon 25N. Díky tomu byly rozměry přepočítány podle rovnic z kapitoly 3.1. Samotný SIW vlnovod byl navrhnout dříve a je popsán níže v kapitole 2.1.

Nejprve byla určena šířka mikropáskového vedení. Vstupní impedance mikropáskového vedení byla 50Ω . Vztahy pro výpočet pomocných proměnných pro určení šířky mikropásku jsou následovné:

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

$$= \frac{50}{60} \cdot \sqrt{\frac{3,38 + 1}{2} + \frac{3,38 - 1}{3,38 + 1}} \cdot \left(0,23 + \frac{0,11}{3,38}\right) = 1,186$$
(3.6)

$$B = \frac{344 \cdot \pi}{2 \times Z_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{344 \cdot \pi}{2 \times 50 \cdot \sqrt{3,38}} = 7,759$$

Výpočet šířky napájecího vedení, které je předpokládáno jako široké vedení podle podmínky $\frac{W_v}{h} > 1$

$$W_m = \frac{2}{\pi} \cdot \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r + 1} \left\{ \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right\} \right] \cdot h =$$

$$= \frac{2}{\pi} \left[7,759 - 1 - \ln(2 \cdot 7,759 - 1) + \frac{3,38 - 1}{3,38 + 1} \left\{ \ln(7,759 - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{3,38} \right\} \right] \cdot (1,524 \times 10^{-3}) = 0,0035 \text{ m} = 3,5 \text{ mm,}$$
(3.7)

Vlnová délka byla určena pomocí následující rovnice:

$$\lambda_0 = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{5,8 \cdot 10^9} = 0,0519 \text{ m} = 51,9 \text{ mm.} \quad (3.8)$$

Pro přizpůsobení antény bylo potřeba vypočítat zapuštění vedení do flíčku. Nejprve však byl proveden výpočet pro určení vodivosti

$$G = \frac{W}{120 \cdot \lambda_0} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot h}{\lambda_0} \right)^2}{24} \right) = \frac{16 \cdot 10^{-3}}{120 \cdot 0,0519} \cdot \left(1 - \frac{\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot 1,524 \cdot 10^{-3}}{0,0519} \right)^2}{24} \right) = 2,8 \text{ mS} \quad (3.9)$$

$$Z = \frac{1}{2 \cdot G} = \frac{1}{2 \cdot 0,0028} = 177,84 \ \Omega. \quad (3.10)$$

Hloubka zapuštění byla určena pomocí následující rovnice.

$$\begin{aligned} R_{in}(y = y_0) &= R_{in}(y = 0) \times \cos^2 \left(\frac{\pi}{L} \cdot y_0 \right) \\ y_0 &= \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_{in}(y = y_0)}{R_{in}(y = 0)}} \right) = \\ &= \frac{13,5 \times 10^{-3}}{\pi} \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{50}{177,84}} \right) = 4,35 \text{ mm} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Odsazení napájecího vedení od výřezu:

$$dw = \frac{w_m}{3} = \frac{3,5 \cdot 10^{-3}}{3} = 1,67 \text{ mm.} \quad (3.12)$$

Přizpůsobovací vedení bylo zkoumáno parametricky. Jako výchozí hodnota L_t se zvolila čtvrtina vlnové délky. Šířka přizpůsobovacího vedení se pro výchozí hodnotu vypočítala jako:

$$w_t = w_m + 0,15 \cdot W_{siw} = 3,5 \cdot 10^{-3} + 0,15 \cdot 23,94 \cdot 10^{-3} = 7,1 \text{ mm.} \quad (3.13)$$

Pro určení rozměru W_{siw} byl postup stejný v kapitole 2.1, ale již pro hodnotu $W_{RWG} = 22,5 \text{ mm}$. Byla znovu použita iterační metoda pro výpočet rozměru SIW struktury uvedena v kapitole 2.1. Níže je uveden výpočet při posledním kroku iterační metody pro přehlednost.

Nejprve byly určeny parametry k_x , které jsou dány následujícími vztahy:

$$\begin{aligned}
 k_1 &= 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{W_{SIW}}{p} - 1,0684} = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{23,9405}{3,5} - 1,0684} = 1,0798, \\
 k_2 &= -0,1183 + \frac{1,2729}{\frac{W_{SIW}}{p} - 1,201} = -0,1183 + \frac{1,2729}{\frac{23,9405}{3,5} - 1,201} = -0,3440, \\
 k_3 &= 1,0082 + \frac{0,9163}{\frac{W_{SIW}}{p} + 0,2152} = 1,0082 + \frac{0,9163}{\frac{23,9405}{3,5} + 0,2152} = 0,8783.
 \end{aligned} \tag{3.14}$$

Následně byla vypočtena normalizovaná šířka ekvivalentního vlnovodu:

$$\bar{a} = k_1 + \frac{k_2}{\frac{p}{d} + \frac{k_1 + k_2 - k_3}{k_3 - k_1}} = 1,0798 + \frac{-0,3440}{\frac{3,5}{2} + \frac{1,0798 + (-0,3440) - 0,8783}{0,8783 - 1,0798}} = 0,9398. \tag{3.15}$$

V posledním kroku byla určena vypočítaná hodnota W_{RWG} , která musela být totožná s hodnotou 22,5 mm. V každém kroku výpočtu se tedy měnila hodnota W_{SIW} dokud nebyla splněna níže uvedená rovnice pro W_{RWG} .

$$W_{RWG} = W_{SIW} \cdot \bar{a} = 23,9405 \cdot 0,9398 = 22,5 \text{ mm}, \tag{3.16}$$

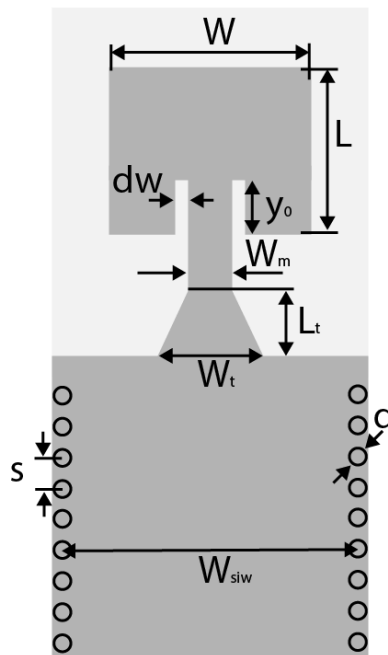
Dodatečně byl vypočten i rozměr rozšíření ΔW podle rovnice:

$$\Delta W = \frac{W_{SIW} - W_{RWG}}{2} = \frac{23,9405 - 22,5}{2} = 0,7203 \text{ mm}. \tag{3.17}$$

Výpočty rozměrů W_{SIW} a ΔW byly následně použity i při konverzi z ekvivalentního vlnovodu na strukturu SIW pro výslednou napájecí síť, která je popsána v následující kapitole. Výsledné hodnoty výpočtů byly vypsány v Tabulce 3.1. Rozměr ΔW byl v použitých modelech nepatrně zvětšen na hodnotu 0,8141 mm.

Tabulka 3.1 Výsledné hodnoty struktury SIW

W_{RWG} [mm]	k_1 [-]	k_2 [-]	k_3 [-]	\bar{a} [-]	d [mm]	p [mm]	W_{SIW} [mm]	ΔW [mm]
22,5	1,0798	-0,3440	0,8783	0,9398	2,0	3,5	23,9405	0,7203



Obrázek 3.1 Struktura flíčkové antény napájené SIW

3.3 Návrh aperturového napájení flíčkové antény

Napájení flíčkové antény bylo provedeno pomocí apertury a SIW vlnovodu. Jako substrát byl opět použit Arlon 25N. SIW vlnovod byl již navržen dříve v kapitole 2.1.

3.3.1 Návrh štěrbin

Štěrbina byla umístěna na vrchní vodivé vrstvě SIW struktury. Nejprve byla zamýšlena pouze pro použití jako štěrbinová anténa v SIW vlnovodu. Poté se návrh využil pro napájení flíčkové antény. Rozměry štěrbin byly určeny pomocí níže uvedených rovnic [16].

Nejprve byla vypočítána pracovní vlnová délka v substrátu Arlon 25N.

$$\lambda_{prac} = \frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \times 10^8}{5,8 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}} = 0,02821 \text{ m} = 28,21 \text{ mm} \quad (3.18)$$

Následně se určila vlnová délka ve vlnovodu.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} = \frac{0,02821}{\sqrt{1 - \left(\frac{0,02821}{0,03949}\right)^2}} = 0,04031 \text{ m} = 40,31 \text{ mm} \quad (3.19)$$

Díky vypočteným vlnovým délkám byly určeny i rozměry štěrbin. Délka štěrbin byla délky podle následující rovnice [16]:

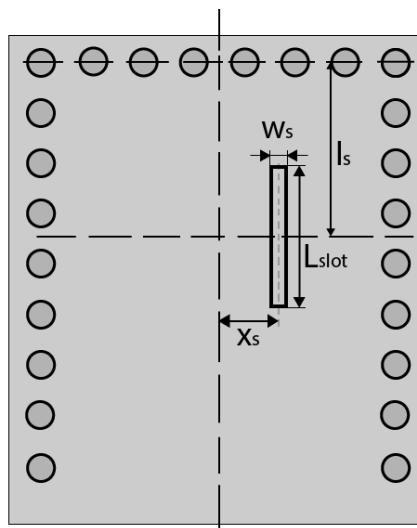
$$L_{\text{slot}} = \frac{\lambda_{\text{prac}}}{2} = \frac{0,02821}{2} = 0,0141 \text{ m} = 14,1 \text{ mm} \quad (3.20)$$

Šířka štěrbiny byla určena jako jedna dvacetina pracovní délky vlny.

$$W_{\text{slot}} = \frac{\lambda_{\text{prac}}}{20} = \frac{0,02821}{20} = 0,00141 \text{ m} = 1,41 \text{ mm} \quad (3.21)$$

Odsazení štěrbiny od konce SIW bylo nastaveno jako čtvrtina vlnové délky ve vlnovodu.

$$l_s = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{0,04031}{4} = 0,01008 \text{ m} = 10,08 \text{ mm} \quad (3.22)$$



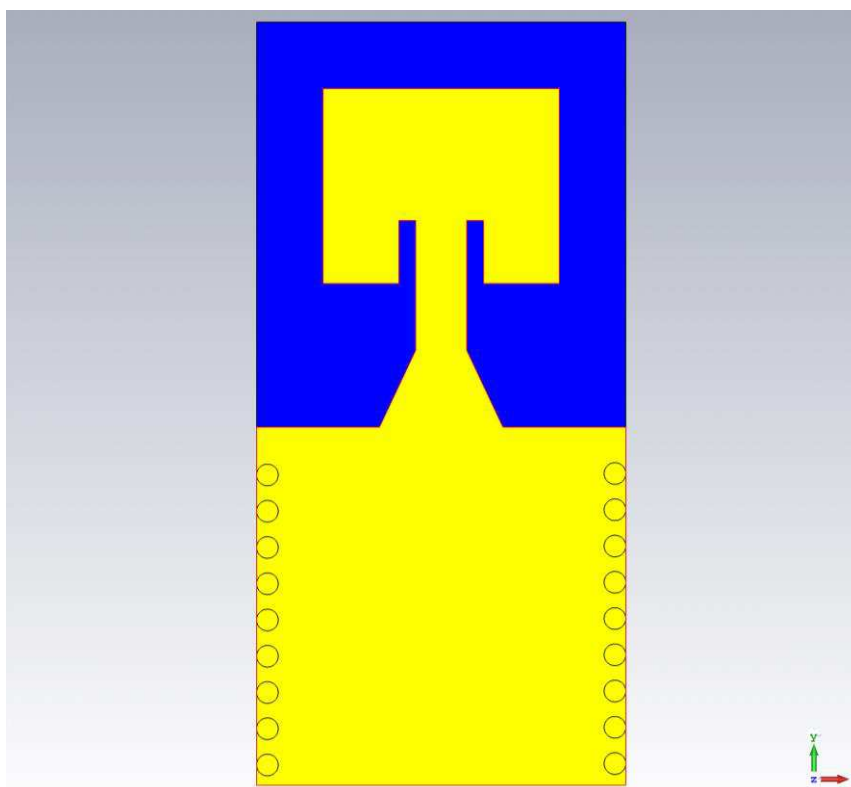
Obrázek 3.2 Horní pohled na SIW se štěrbinou

3.4 Modelování flíčkové antény napájené SIW

Při návrhu flíčkové antény, která je napájena pomocí SIW vlnovodu, byl využit jako substrát Arlon 25N s relativní permitivitou $\epsilon_r = 3,38$, tloušťkou $h = 1,52$ mm a ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta = 0,0025$. Rozměry použité při modelování jsou uvedeny v Tabulce 3.2. Rozměry flíčku byly přepočítány pro použitý substrát, avšak postup byl stejný jako v kapitole 3.1. Celková struktura flíčkové antény je zobrazena na Obrázku 3.3.

Tabulka 3.2 Počáteční rozměry flíčkové antény napájené pomocí SIW

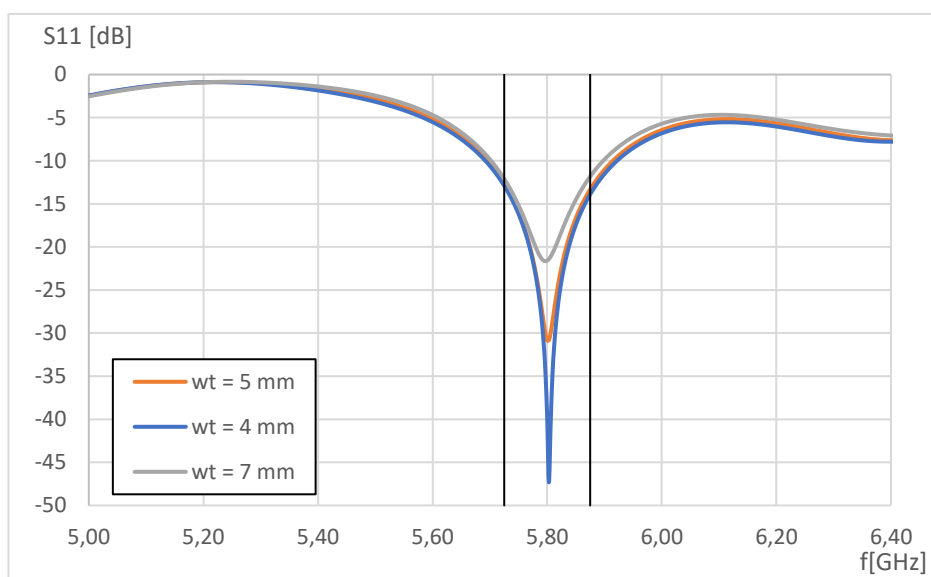
W_{SIW} [mm]	p [mm]	d [mm]	W [mm]	L [mm]	W_m [mm]	L_t [mm]	W_t [mm]	y_0 [mm]
24	3,5	2,0	17,5	13,5	3,5	3,5	5	4,35



Obrázek 3.3 Flíčková anténa napájená pomocí SIW

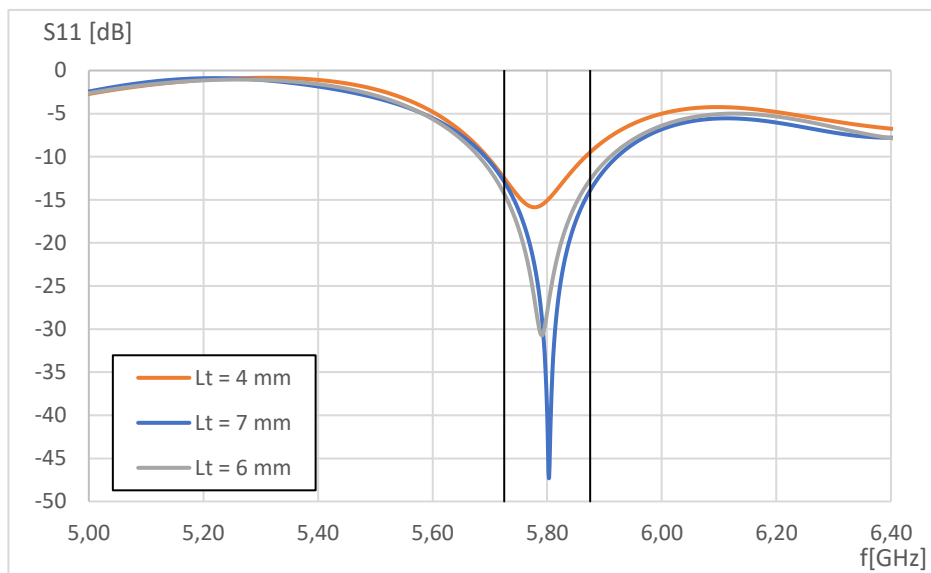
3.4.1 Výsledky simulací flíčkové antény napájené pomocí SIW

Aby anténa optimálně pracovala na požadovaném kmitočtu, byly rozměry pozměněny. Vliv velikosti rozšíření mikropáskového vedení je zobrazen na Obrázku 3.4.

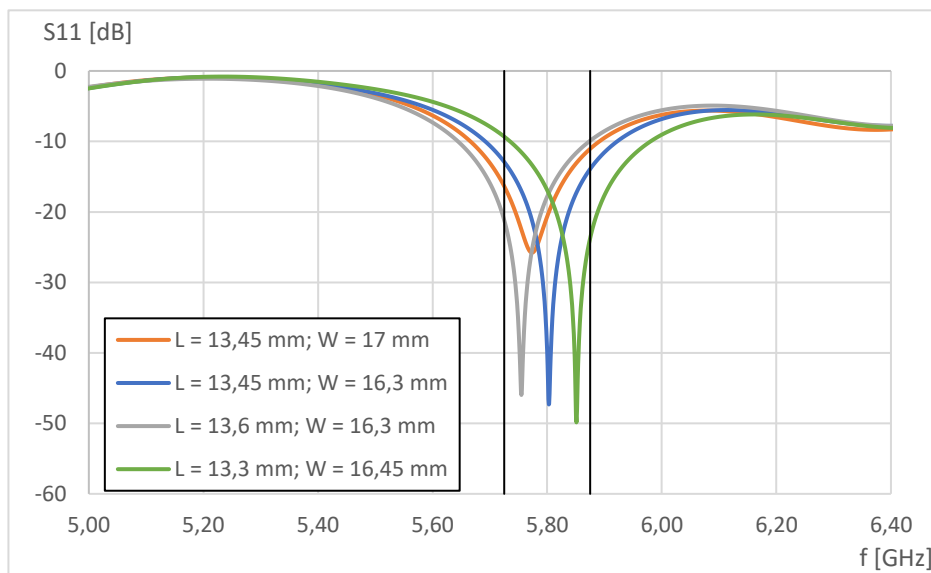


Obrázek 3.4 Závislost S_{11} na frekvenci při změně W_t

Původní velikost rozšíření W_t byla zmenšena na 4 mm a došlo k výrazně lepšímu přizpůsobení. Dále byl změněn rozměr L_t , jehož vliv na činitel odrazu S_{11} je znázorněn na Obrázku 3.5. Nejlepší hodnoty S_{11} se dosáhlo při hodnotě $L_t = 7$ mm. Byly změněny i rozměry flíčku. Jejich vliv na činitel odrazu je znázorněn na Obrázku 3.6. Výsledné rozměry flíčkové antény byly $W = 16,3$ mm, $L = 13,45$ mm. Rozměry rozšířeného mikropáskového vedení byly $W_t = 4$ mm, $L_t = 7$ mm.



Obrázek 3.5 Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_t



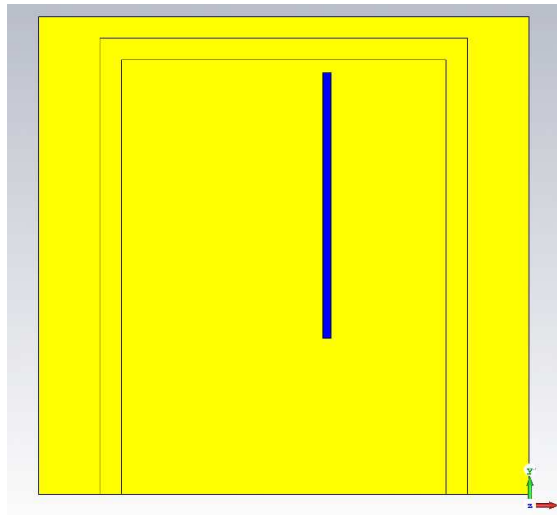
Obrázek 3.6 Závislost S_{11} na frekvenci při změně W a L

3.5 Modelování štěrbinové antény

Pro štěrbinovou anténu byl využit substrát Arlon 25N. Počáteční hodnoty pro simulace byly stejné jako v kapitole 3.3.1 a jsou uvedeny v Tabulce 3.3. Při simulaci bylo využito parametrické analýzy, bylo mírně náročnější přizpůsobit anténu na danou frekvenci. Hlavními rozměry, které ovlivňovaly vlastnosti antény, byla délka štěrbiny a odsazení štěrbiny od středu. Model antény je zobrazen na Obrázku 3.7.

Tabulka 3.3 Počáteční rozměry štěrbinové antény

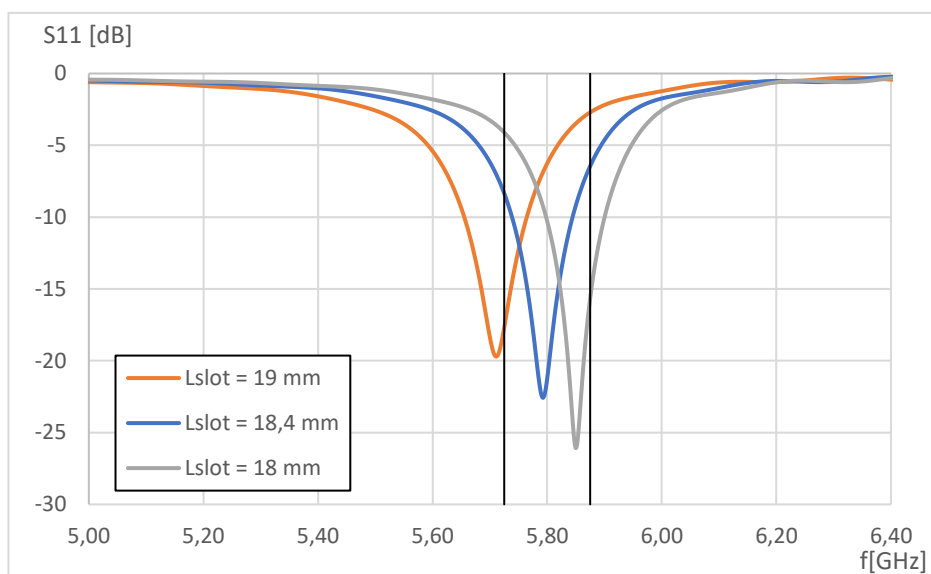
W_{RWG} [mm]	p [mm]	d [mm]	L_{slot} [mm]	x_s [mm]	l_s [mm]	W_{slot} [mm]
22,5	3,5	2,0	14,1	-2	10	1,4



Obrázek 3.7 Štěrbínová anténa

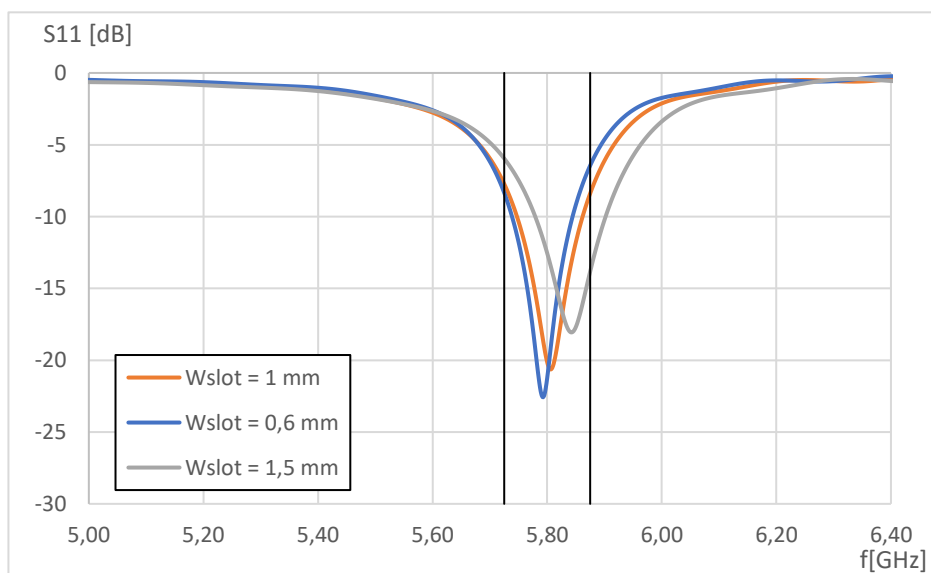
3.5.1 Výsledky simulací štěrbinové antény

Nejprve byla změněna délka štěrbiny. Její vliv na činitel odrazu S_{11} je zobrazen na Obrázku 3.8. Čím byla štěrbina menší, tím se její činitel odrazu zmenšoval a rezonanční kmitočet se zvyšoval. Při původně vypočítané hodnotě nebylo možné kmitočtově posunout danou závislost, proto délka štěrbiny se z původní hodnoty zvětšila na 18,4 mm.



Obrázek 3.8 Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_{slot}

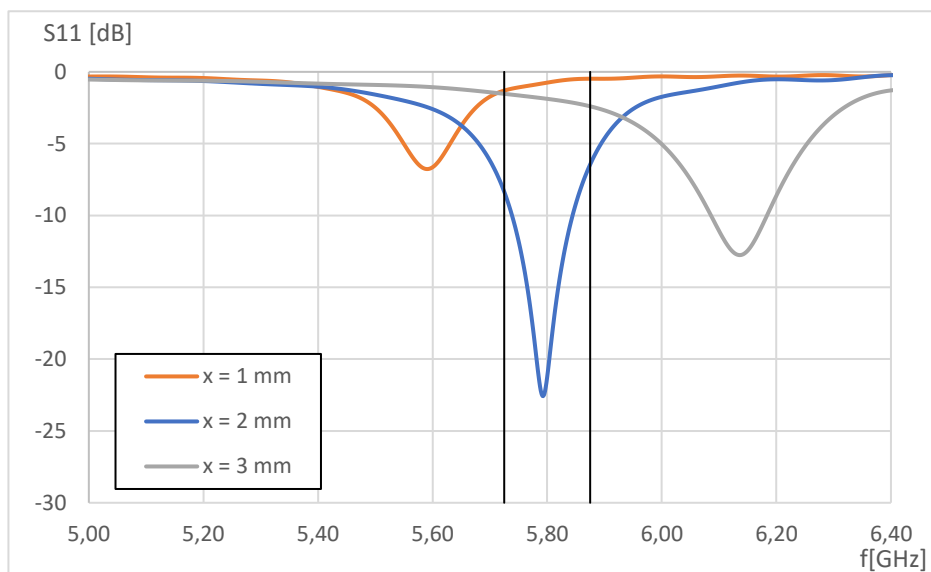
Při analýze se také změnila šířka štěrbin. Ta měla vliv na činitel odrazu a jako výsledná hodnota se použila šířka 0,6 mm. Se zmenšující se šířkou klesá rezonanční kmitočet výrazně dojde ke zlepšení činitele odrazu. Pokud se zmenšuje šířka štěrbin, tak se mírně snižuje šířka pásma. Vliv šířky štěrbin W_{slot} na kmitočtovou závislost činitele odrazu je možné pozorovat na Obrázku 3.9.



Obrázek 3.9 Závislost S_{11} na frekvenci při změně W_{slot}

V neposlední řadě bylo změněno odsazení štěrbin od středu vlnovodu. Tento parametr měl největší vliv na přizpůsobení antény. Výsledná hodnota odsazení činila 2 mm. Pokud se odsazení od středu vlnovodu zvětšovalo, zvětšoval se i rezonanční

kmitočet, avšak s tím se zhoršoval i činitel odrazu. Vliv odsazení šterbiny na kmitočtovou závislost činitele odrazu je zobrazen na Obrázku 3.10.



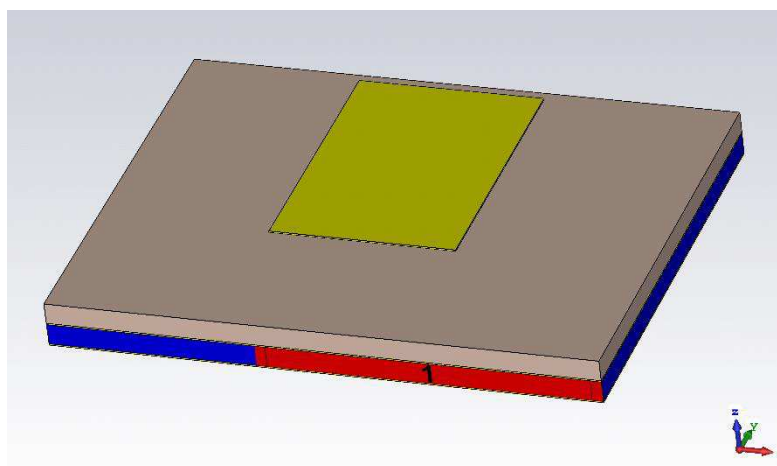
Obrázek 3.10 Závislost S_{11} na frekvenci při změně x_s

3.6 Modelování flíčkové antény s aperturovým napájením

Při modelování antény, která využívá aperturové napájení, bylo využito již navržených dílčích komponentů. Flíček byl tentokrát umístěn na substrátu Cuclad 233 a SIW vlnovod využíval substrát Arlon 25N. Odsazení šterbiny od zkratu bylo při simulaci neměnné a měnilo se jen odsazení od boční stěny a délka šterbiny. Rozměry flíčku byly parametricky rozmítány, aby bylo dosaženo co nejlepších vlastností pro vyzářování. Namodelovaná anténa je zobrazena na Obrázku 3.11. Počáteční rozměry pro modelování byly uvedeny v Tabulce 3.4.

Tabulka 3.4 Počáteční rozměry flíčkové antény napájené šterbinou

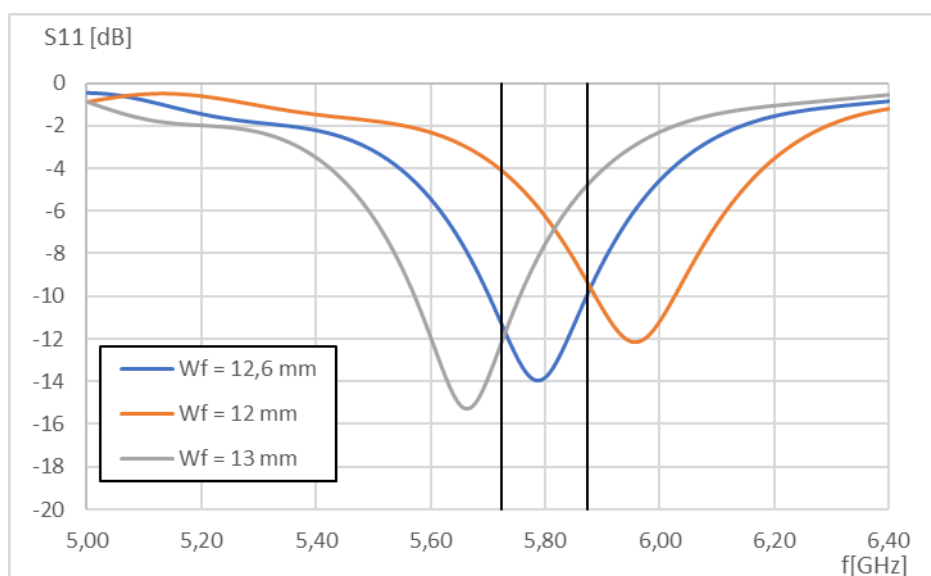
W_{RWG} [mm]	p [mm]	d [mm]	W_f [mm]	L_f [mm]	x_s [mm]	L_{slot} [mm]	w_s [mm]	l_s [mm]
22,5	3,5	2	20	16	-5	14,1	1,4	10,1



Obrázek 3.11 Flíčková anténa s aperturovým napájením

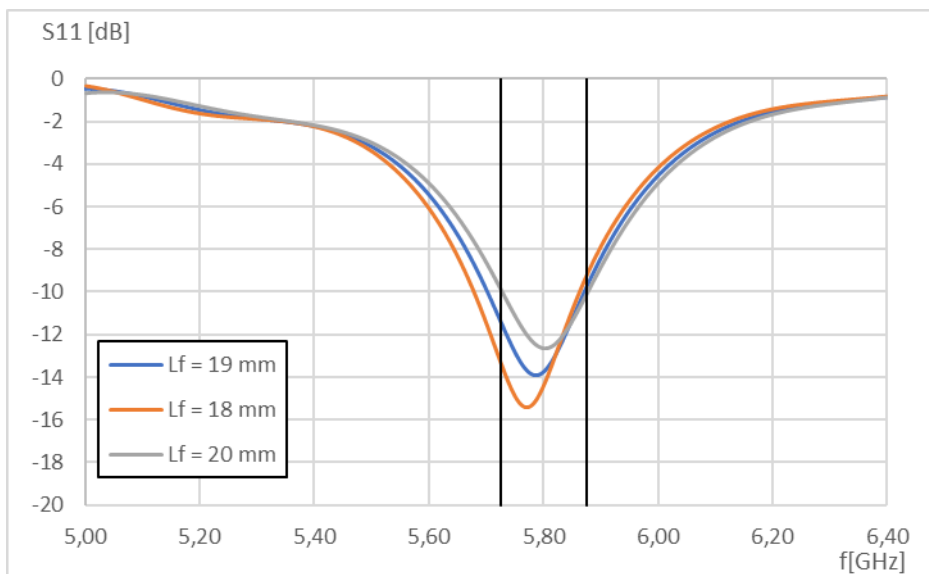
3.6.1 Výsledky simulací flíčkové antény s aperturovým napájením

Pro vhodné nalezení jednotlivých rozměrů antény bylo využito parametrické analýzy. Jako výchozí hodnoty nastavené pro analýzu byly využity vypočítané rozměry, které byly uvedeny výše. Při parametrické analýze se měnila šířka flíčku, délka flíčku, odsazení štěrbin od zkratu a délka štěrbin. Vliv šířky flíčku na závislost činitele odrazu na frekvenci je zobrazen na Obrázku 3.12. Jak je možné pozorovat se zvětšující se šířkou flíčku, roste i činitel odrazu a celá grafická závislost se frekvenčně posouvá na nižší kmitočty. Výsledný rozměr byl ponechán na hodnotě 12,6 mm.



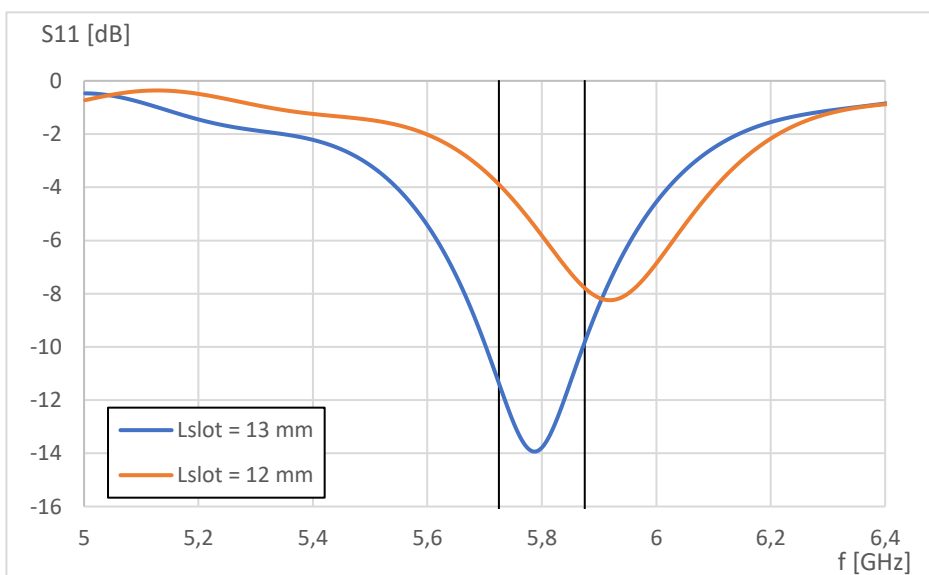
Obrázek 3.12 Závislost S_{11} na frekvenci při změně W_f

Dále je na Obrázku 3.13 možné pozorovat vliv měnící se délky flíčku na činitel odrazu. Tento parametr má na přizpůsobení vliv, avšak ne tak razantní, jelikož se kmitočtová závislost frekvenčně neposouvá tak výrazně jako při změně šířky flíčku. Délka flíčku byla pro další simulace ponechána na hodnotě 19 mm.



Obrázek 3.13 Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_f

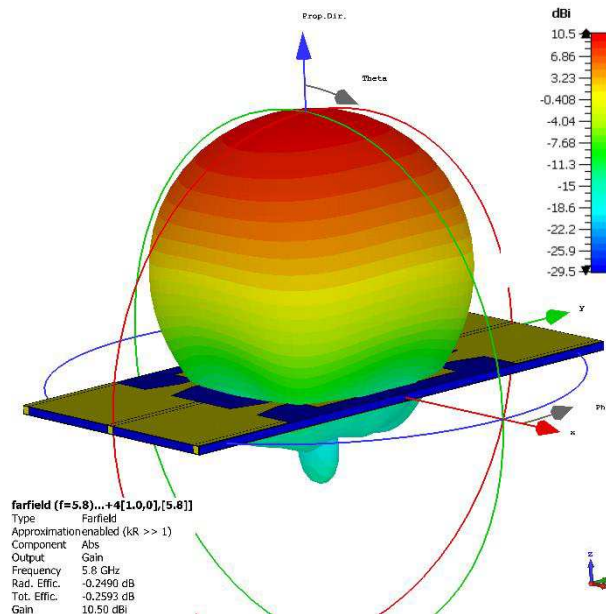
Další parametr, který se měnil, je délka štěrbin. Její vliv na činitel odrazu je zobrazen na Obrázku 3.14. Výsledná délka štěrbin byla ponechána na hodnotě 13 mm.



Obrázek 3.14 Závislost S_{11} na frekvenci při změně L_{slot}

3.7 Porovnání navržených antén

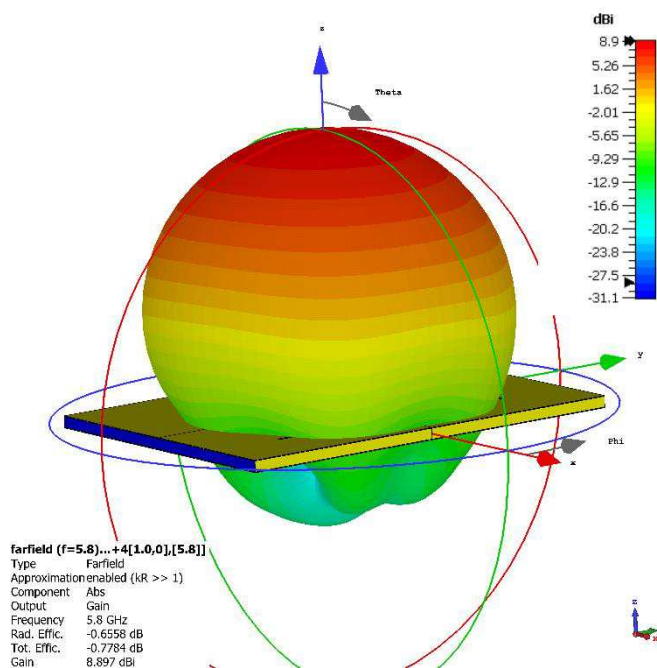
Pro splnění zadání bylo potřeba využít pole vyzařovacích prvků, které je schopné směřovat svazek do více směrů. Lineární pole umožňuje vychylování pouze v jedné ose. Pro vychylování do dvou os bylo potřeba navrhnout planární pole. Aby se pro celkový návrh anténního systému zvolil nejlepší vyzařovací prvek, byly všechny navržené antény umístěny do pole 2×2. Výsledné simulace jednotlivých polí je možné vidět níže. Zde se testovalo, která anténa bude nejlepší z hlediska vyzařovacích vlastností a rozměrů. Flíčková anténa napájená SIW vlnovodem byla umístěna do pole 2×2 jako první. Vyzařovací diagram pro tuhle strukturu je zobrazen na Obrázku 3.15. Při simulaci, byly vhodně nastaveny fázové posuvy, pro vyzařování kolmo od plochy flíčků. Protilehlé prvky byly buzeny v protifázi, aby došlo v požadovanému nasměrování svazku. Bylo také otestováno, že vychylování při změnách fází skutečně funguje. Tato anténa byla však nevyhovující z hlediska větších rozměrů.



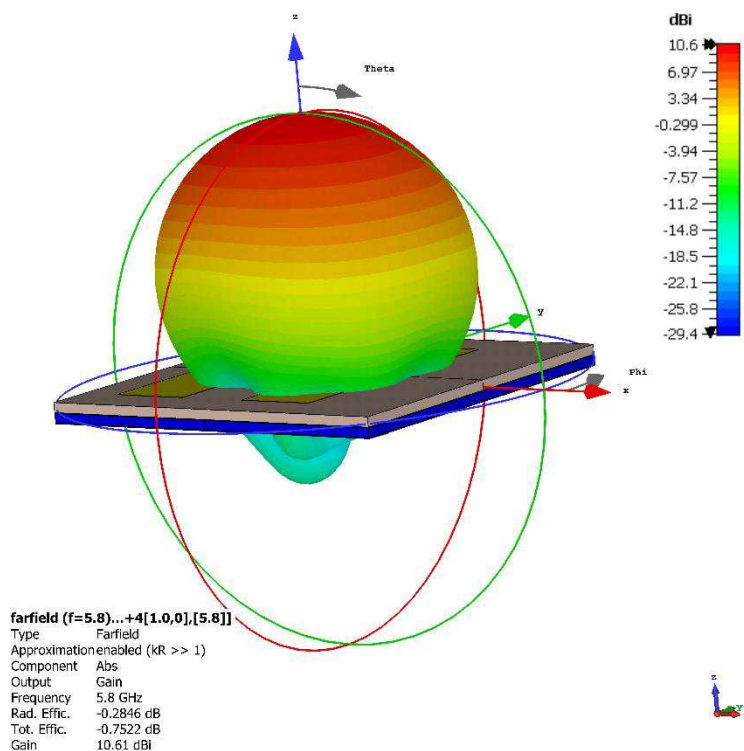
Obrázek 3.15 Vyzařovací diagram anténního pole 2x2 – Flíčková anténa napájená SIW

Dále bylo analyzováno pole vytvořené ze štěrbinových antén. Jeho úskalí bylo v malém zisku. Avšak bylo ověřeno i nasměrování svazku, a to fungovalo stejně jako v předchozím případě. Vyzařovací diagram tohoto pole je zobrazen na Obrázku 3.16.

V neposlední řadě se ověřila funkčnost flíčkové antény napájené aperturou. Z hlediska rozměrů byla daleko vhodnější než první anténa. Její zisk byl v porovnání se štěrbinovou anténou větší. Na základě těchto simulací byla jako vyzařovací anténa zvolena poslední zmíněná, a to z důvodu dosažení lepšího zisku než u štěrbinové antény. Její vyzařovací diagram (viz Obrázek 3.17) nebyl ovlivněn napájecím vedením a byla přívětivá z hlediska rozměrů.



Obrázek 3.16 Vyzařovací diagram anténního pole 2x2 – Štěrbinová anténa



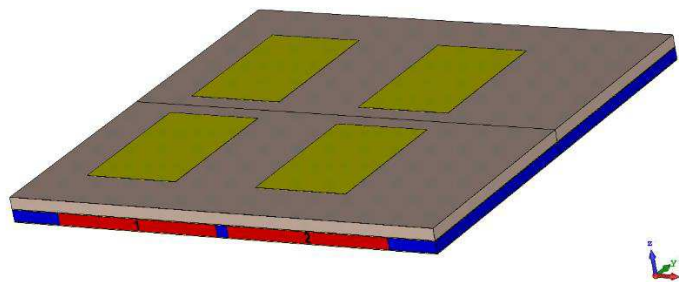
Obrázek 3.17 Vyzařovací diagram anténního pole 2x2 – Flíčková anténa napájená pomocí apertury

4. DVOUVRSTVÝ ANTÉNNÍ SYSTÉM

Pro celkovou anténní strukturu byla použita napájecí síť, která byla popsána v předešlé kapitole. Pro vytvoření fázového pole byla využita flíčková anténa s aperturovým napájením, která dosahovala nejlepšího zisku oproti šterbinové anténě. Flíčková anténa se SIW napájením se nejevila jako vhodná, jelikož vyzařování antény bylo značně ovlivněno připojeným SIW vlnovodem a nebyla vhodná z důvodu větších rozměrů celkové koncepce.

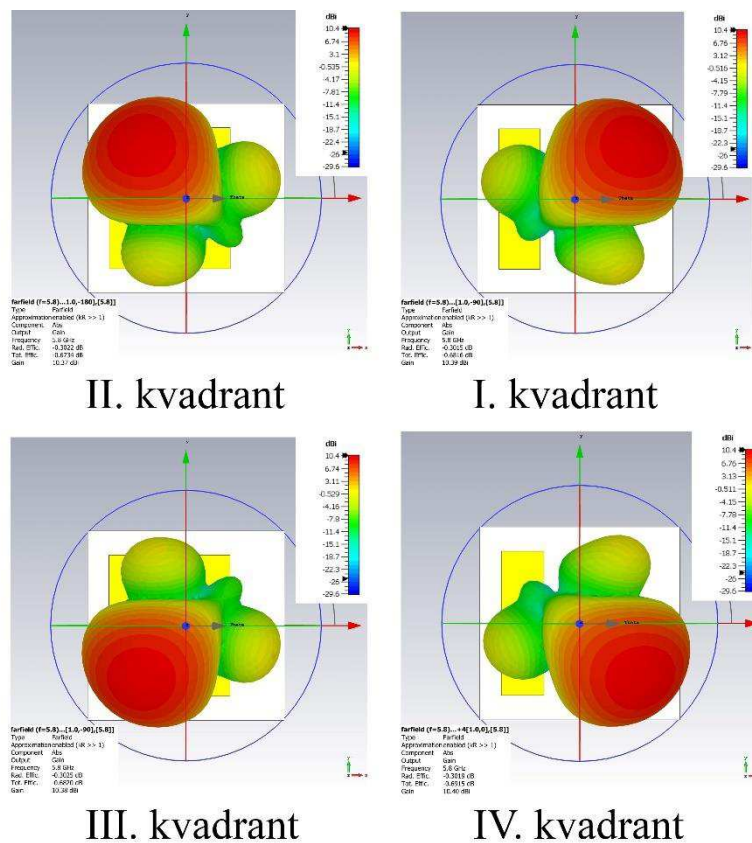
4.1 Fázové pole

Nejdříve bylo z flíčkových antén sestaveno fázové pole 2×2 , aby se ověřila funkčnost řízení svazku. Toto pole je znázorněno na Obrázku 4.1. Pro ověření funkčnosti bylo v CST Studio Suite využito kombinování jednotlivých výsledků simulací. Každá anténa byla nejdříve buzena zvlášť a následně byl zobrazen celkový vyzařovací diagram výsledného pole. Jednotlivé vyzařovací diagramy do daných směrů lze vidět na 4.2. Pro buzení byl použit ideální signál, který byl přiveden přímo na vstupní porty jednotlivých antén. Rozměry antény byly ponechány z původního návrhu v kapitole 3.6.



Obrázek 4.1 Fázové pole 2×2

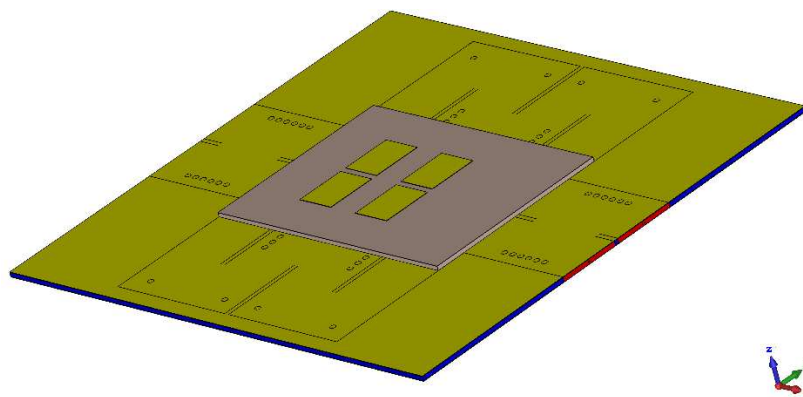
Zisk pro jednotlivé směry se pohyboval v rozmezí 9,6-10,6 dBi. Tato možná variabilita byla způsobena již malým vychýlením vyzařovacího paprsku při nulových fázích. Proto je možné vidět, že i postranní laloky ve čtvrtém kvadrantu jsou výraznější.



Obrázek 4.2 Vyzařovací diagramy pro jednotlivé směry

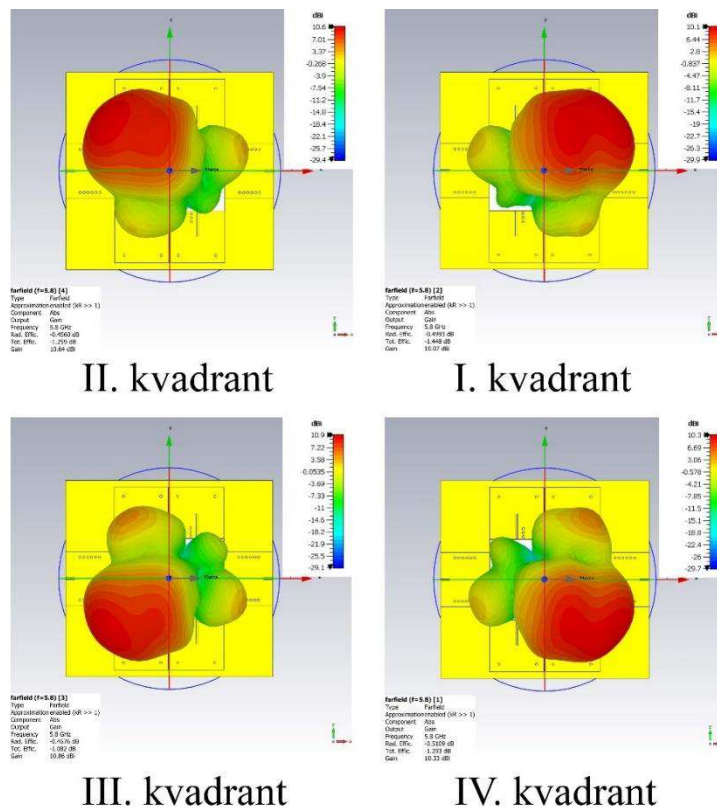
4.2 Celkový dvouvrstvý anténní systém

Pro celkové ověření navrženého systému byly provedeny simulace, při kterých se budily jednotlivé porty tak, aby došlo k vychýlení svazku. Při analýze celého systému byly ponechány rozměry vyzařovacího pole. Navržený anténní systém je zobrazen na Obrázku 4.3. Výsledné vyzařovací diagramy je možné vidět na Obrázku 4.4.

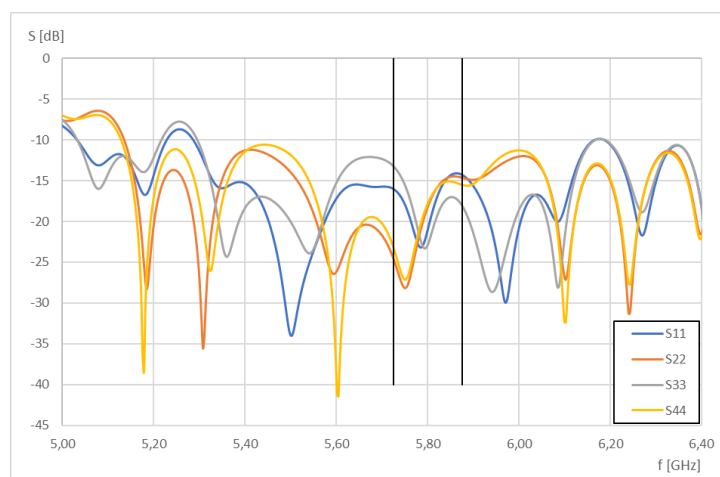


Obrázek 4.3 Celkový dvouvrstvý anténní systém

Na Obrázku 4.4 je možné vidět, že navržená anténa skutečně vyzařuje do čtyř kvadrantů podle zadání. Výsledné kmitočtové závislosti pro vstupní porty jsou zobrazeny na Obrázku 4.5. Zisky jednotlivých vyzařovacích diagramů se mírně odlišují a jsou uvedeny v Tabulce 4.1, stejně tak jako elevační úhel vychýlení svazku a úhel azimutu.



Obrázek 4.4 Vyzařovací diagramy při simulaci celkového dvourstvého anténního systému



Obrázek 4.5 Kmitočtové závislosti činitelů odrazů pro dvourstvý anténní systém

Tabulka 4.1 Výsledné hodnoty úhlů a zisků pro jednotlivé směry

Port	Kvadrant	Zisk [dBi]	Úhel Θ_x [°]	Potlačení bočních laloků pro Θ_x [dB]	Úhel Θ_y [°]	Potlačení bočních laloků Θ_y [dB]
Port 1	IV.	10,3	15	-8,6	-35	-7,1
Port 2	I.	10,1	15	-9,0	30	-10,1
Port 3	III.	10,9	-10	-6,6	-25	-8,4
Port 4	II.	10,6	-10	-7,1	25	-11,0

5. ÚPRAVA ANTÉNNÍHO SYSTÉMU

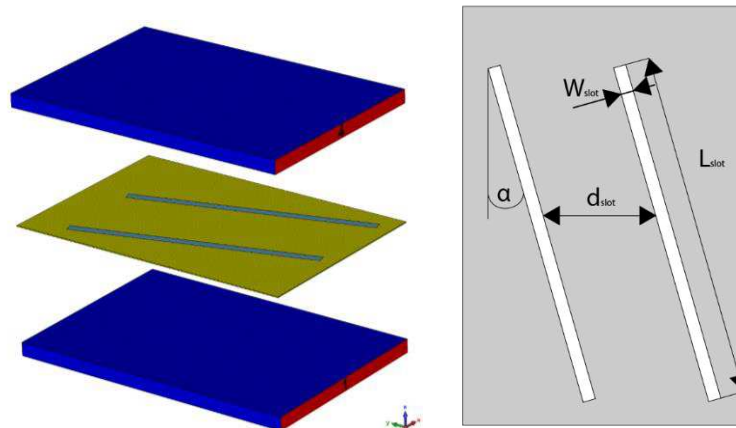
Celý anténní systém, který byl navržen v předchozí kapitole 4 dosahoval příliš velkých rozměrů. Celková velikost modelu bez konektorů byla 180×170 mm. Z tohoto důvodu byla napájecí síť patřičně upravena. Také proto, aby anténní systém bylo možné vyrobit. Jelikož v dílně na Ústavu Radioelektroniky není možné vyrobit takhle velkou desku plošných spojů s prokovy, přistoupilo se k úpravě celé napájecí sítě. Pro zmenšení systému byly navrženy 3 dB vícevrstvé vazební členy, ty byly přišroubovány na původní napájecí síť, která byla upravena a zmenšena tak, aby vyhovovala požadavkům pro výrobu.

5.1 Vícevrstvý 3 dB vazební člen

Pro vytvoření vícevrstvého vazebního členu byl využit navržený vlnovod SIW. Vícevrstvý vazební člen se skládá ze dvou vrstev substrátu Arlon 25N. Mezi vrstvami byly umístěny dvě vazební štěrbin, které jsou od sebe vzdáleny o rozměr určený jako d_{slot} . Štěrbin jsou nakloněny o úhel α od podélné osy vlnovodu. Tyto parametry vazebních štěrbin byly optimalizovány na pracovní kmitočet 5,8 GHz spolu s délkou a šířkou štěrbin [19]. Vazba je hlavně ovlivněna šířkou štěrbin, odsazením od středu a úhlem naklonění. Rozměry pro prvotní návrh byly určeny pomocí literatury [20], kde byl vazební člen navrhnut na stejný pracovní kmitočet. Zde se však liší šířka vlnovodu integrovaného do substrátu, proto se vhodné rozměry parametrů optimalizovaly. Výsledné parametry po optimalizaci lze nalézt v Tabulce 5.1. Celá struktura takto navrženého vazebního členu je zobrazena na Obrázku 5.1.

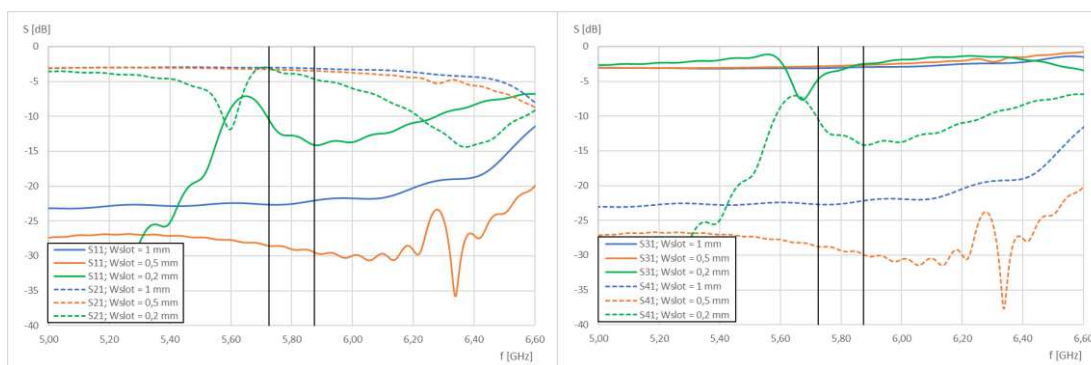
Tabulka 5.1 Výsledné parametry vícevrstvého 3dB vazebního členu

W_{RWG} [mm]	p [mm]	d [mm]	W_{slot} [mm]	L_{slot} [mm]	d_{offset} [mm]	α [°]
22,5	3,5	2	1	27,5	12	15,9



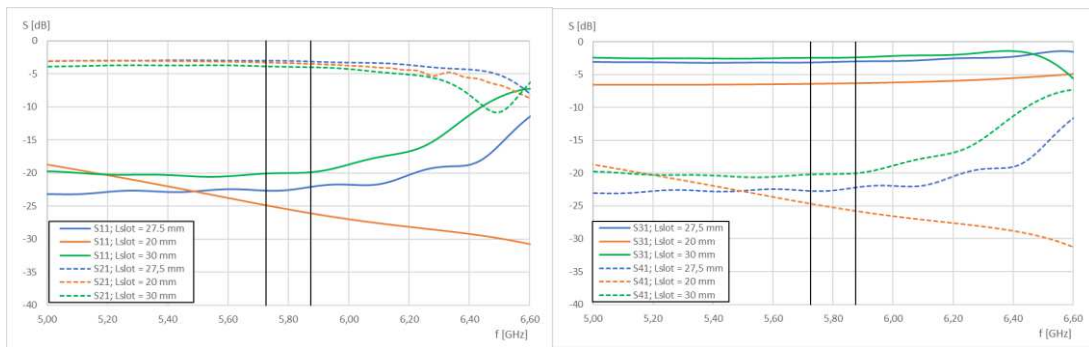
Obrázek 5.1 Struktura vícevrstvého 3 dB vazebního členu

Při parametrické analýze byla nejprve hledána vhodná šířka vazební štěrbin. Jak je patrné z níže uvedeného Obrázku 5.2, tak zmenšující se šířka štěrbin měla značný vliv na vazbu mezi vrstvami, výsledná šířka štěrbin byla 1 mm.



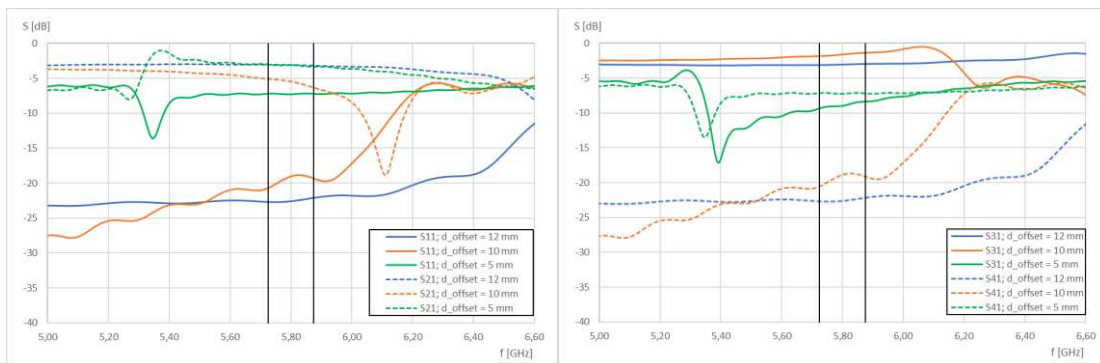
Obrázek 5.2 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně W_{slot} pro dvouvrstvý vazební člen

Dalším důležitým parametrem u vazební štěrbin byla její délka. V prvotním návrhu byla délka štěrbin na hodnotě 20 mm, z hlediska S-parametrů byl větší útlum na výstupním portu 3. Proto se výsledná délka štěrbin zvětšila na hodnotu 27,5 mm. Pokud by se délka opět zvětšila, na výstupním portu 3 by se projevil menší útlum než na portu 2, jak je patrné z Obrázku 5.3, což je nevhodné.

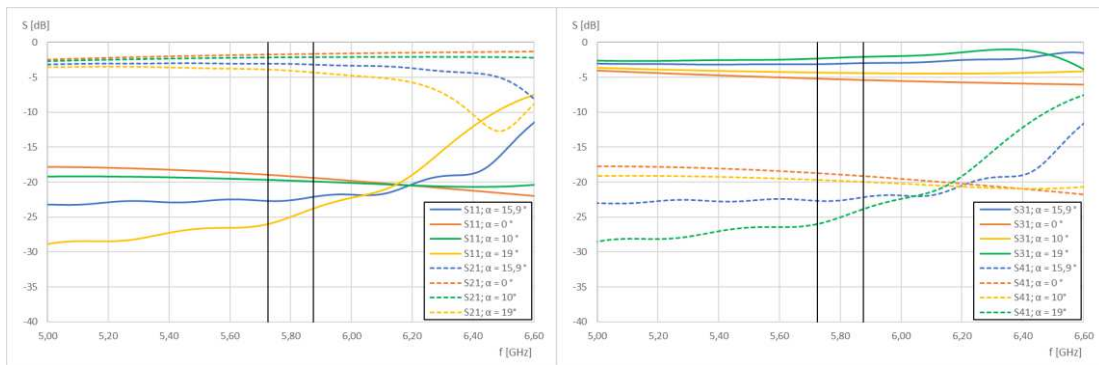


Obrázek 5.3 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně L_{slot} pro dvouvrstvý vazební člen

Další parametr, který měl značný vliv na vazbu mezi jednotlivými vrstvami, bylo odsazení šterbin od sebe označené jako d_{offset} . Se zvětšujícím se odsazením šterbin od sebe se zlepšovaly i S-parametry, což je možné vidět na Obrázku 5.4. Větší odsazení nebylo možné díky určené délce šterbiny a úhlu natočení, jehož vliv na S-parametry je zobrazen na Obrázku 5.5, kde je možné pozorovat, že postupné zvětšování úhlu mělo vliv na S-parametry, ovšem úhel α nesměl přesáhnout hodnotu 16° , jelikož poté vykazoval opět nerovnoměrné rozdělení signálu na výstupních portech.



Obrázek 5.4 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně d_{slot} pro dvouvrstvý vazební člen



Obrázek 5.5 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně úhlu α pro dvouvrstvý vazební člen

Fázové posuvy se při parametrické analýze měnily výrazně jen při malé šířce štěrbin, a to díky nedostatečné vazbě mezi vrstvami. Při výsledných rozměrech bylo dosaženo fázového posuvu $89,5^\circ$ na středním kmitočtu. Jednotlivé fáze pro výstupní porty vícevrstvého vazebního členu jsou uvedeny v Tabulce 5.2.

Tabulka 5.2 Výsledné S-parametry a fáze pro vícevrstvý vazební člen

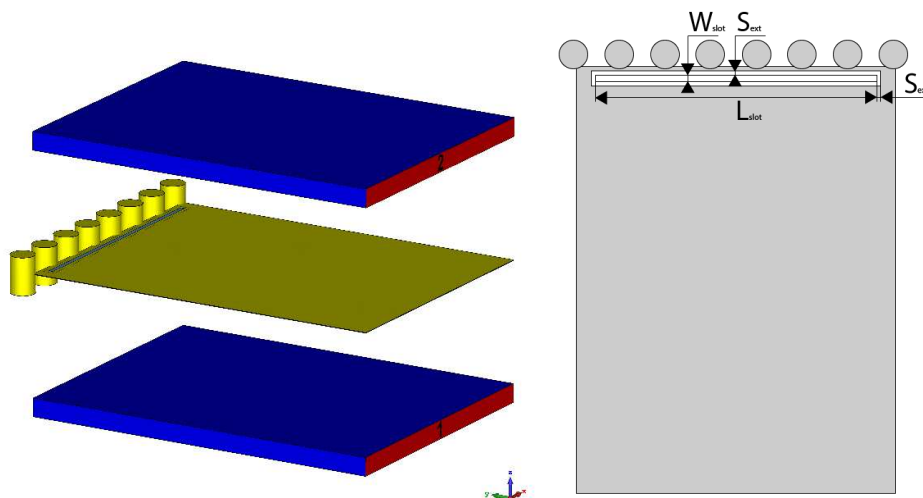
Port	Kmitočet [GHz]	S_{11} [dB]	S_{21} [dB]	S_{31} [dB]	S_{41} [dB]	φ_2 [°]	φ_3 [°]	$\Delta\varphi$ [°]
Port 1	5,725	-22,68	-3,03	-3,14	-22,69	-6,70	82,51	-89,21
	5,800	-22,58	-3,05	-3,06	-22,62	-14,23	75,32	-89,55
	5,875	-22,09	-3,14	-2,98	-22,17	-21,75	67,72	-89,47
Port 4	5,725	-22,69	-3,14	-3,03	-22,68	82,51	-6,70	-89,21
	5,800	-22,62	-3,06	-3,05	-22,58	75,32	-14,23	-89,55
	5,875	-22,17	-2,98	-3,14	-22,09	67,72	-21,75	-89,47

5.1.1 Dvouvrstvý přechod

Aby bylo možné využít vícevrstvý vazební člen a následně jej využít pro navrženou Butlerovu matici, bylo potřeba vytvořit přechod mezi více vrstvami. Nejdříve byl vytvořen přechod mezi dvěma vrstvami, jehož struktura je zobrazena na Obrázku 5.6. Vazba je vytvořena dvěma vazebními štěrbinami umístěnými nad sebou. Jejich rozměry byly optimalizovány tak, aby byly minimalizovány ztráty. Důležitými parametry byla šířka, délka štěrbin a odsazení vazební štěrbin od stěny prokovu. Výsledné parametry jsou uvedeny v Tabulce 5.3.

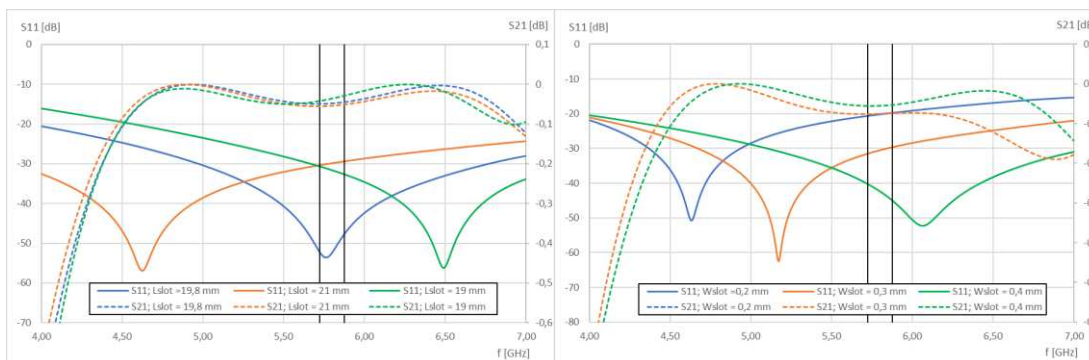
Tabulka 5.3 Výsledné parametry dvouvrstvého přechodu

W_{SIW} [mm]	p [mm]	d [mm]	W_{slot} [mm]	L_{slot} [mm]	S [mm]
22,5	3,5	2	1	19,8	0,3

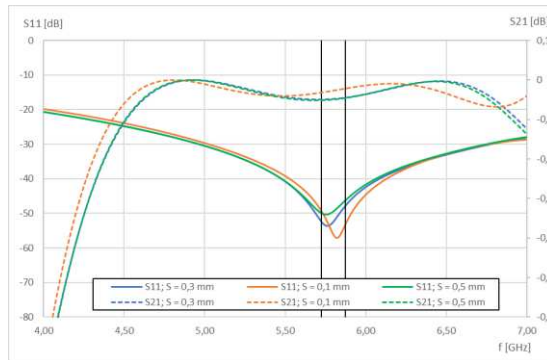


Obrázek 5.6 Model dvouvrstvého přechodu

Pro nalezení vhodných rozměrů vazební šterbiny byla provedena parametrická analýza. Změna délky šterbiny měla především vliv na činitele odrazu při buzení portu 1. Se zvětšující se délkou šterbiny se závislost parametru S_{11} frekvenčně posouvala na nižší kmitočty. Naopak šířka šterbiny měla na kmitočtovou závislost činitele odrazu S_{11} opačný vliv, při zvětšující se šířce se závislost posouvala na vyšší kmitočty. Tyto závislosti lze pozorovat na Obrázku 5.7. Druhá vazební šterbina byla závislá na rozměrech menší šterbiny. Pouze byla zvětšena o rozměr S , který byl ponechán po celou dobu simulace na hodnotě 0,3 mm. Rozměr byl i parametricky rozmítán, ale jeho vliv na činitele odrazu a přenosu byl velice malý, viz Obrázek 5.8.



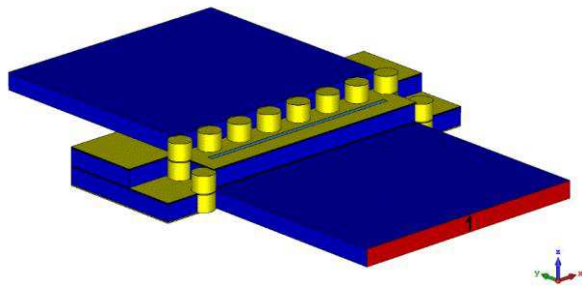
Obrázek 5.7 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně W_{slot} a L_{slot} pro dvouvrstvý přechod



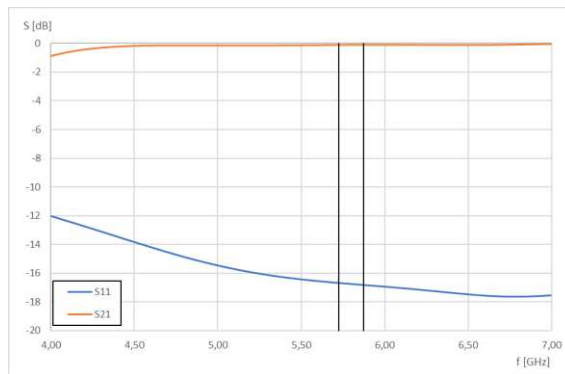
Obrázek 5.8 Závislost S-parametrů na frekvenci při změně S pro dvourvrstvý přechod

5.1.2 Třívrstvý přechod

Po využití dvourstvého vazebního členu v napájecí síti byl vytvořen i třívrstvý vazební přechod. Ten vycházel z návrhu dvourstvého vazebního přechodu. Pouze byla přidána další vrstva substrátu se stejnými šterbinami. Parametrická analýza zde nebyla provedena. Model celého třívrstvého přechodu je zobrazen na Obrázku 5.9. Kmitočtové závislosti činitele odrazu a přenosu byly ověřeny a jsou zobrazeny na Obrázku 5.10.



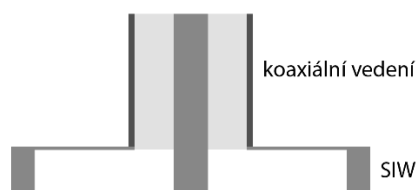
Obrázek 5.9 Model třívrstvého přechodu



Obrázek 5.10 Závislost S-parametrů na frekvenci pro třívrstvý přechod

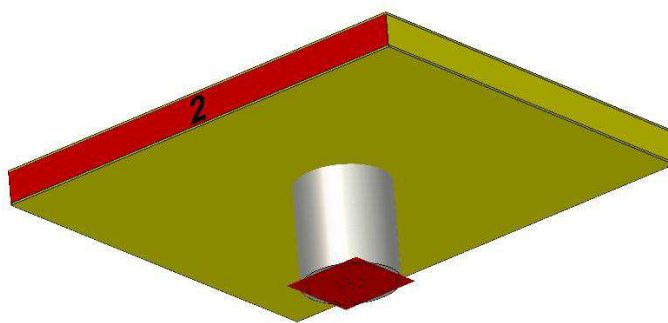
5.1.3 Napájení Vícevrstvého vazebního členu

Pro napájení struktury SIW byl využit přechod koaxiálního vedení na vlnovod integrovaný do substrátu. Tento přechod má hlavní výhodu, a to nulové vyzařování v porovnání s ostatními přechody, které se běžně používají. Další výhodou je šířka pásma 5–20 % a také velmi nízké náklady na výrobu [16]. Návrh napájení struktury SIW koaxiálním vedením vychází z napájení klasického kovového vlnovodu s tím rozdílem, že je zde velmi obtížné nastavit hloubku zasunutí sondy do substrátu. Proto je sonda připojena k jedné vodivé desce a zemní vodič koaxiálního kabelu je připojen ke druhé vodivé desce [21]. Struktura přechodu koaxiálního vedení na strukturu SIW je zobrazena na Obrázku 5.11.

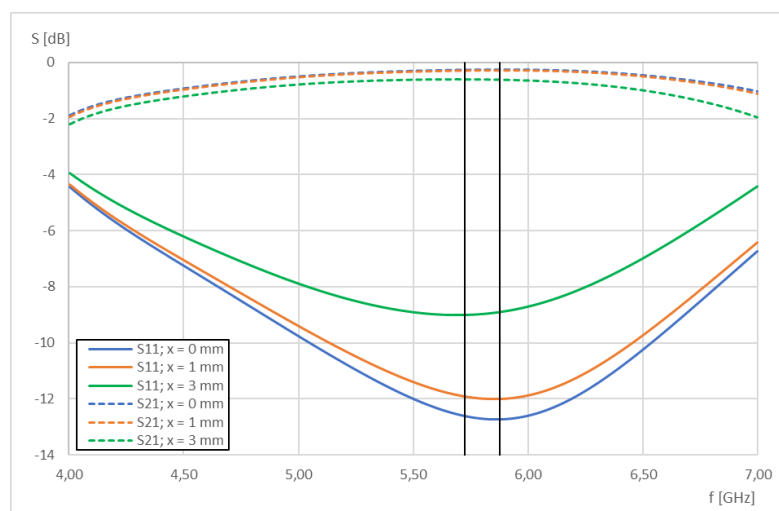


Obrázek 5.11 Průřez koaxiálního vedení a SIW

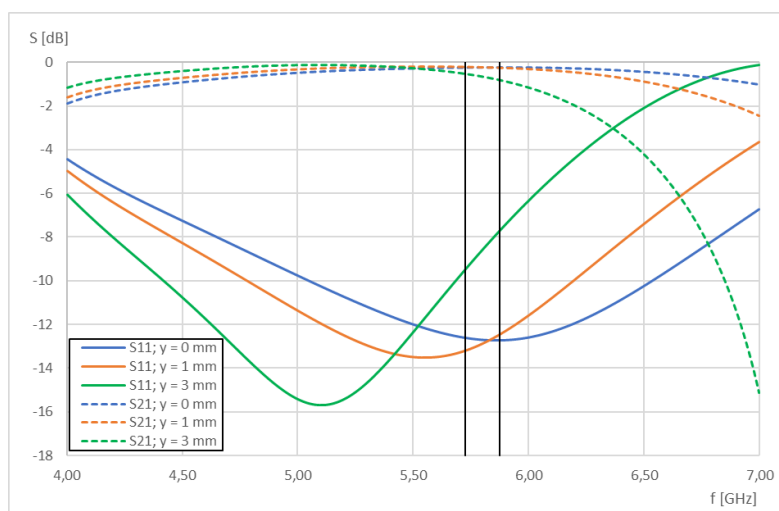
Pro napájení koaxiální sondou byl použit konektor SMA, který byl namodelován podle fyzických rozměrů. Konektor byl při prvotním návrhu připojen do SIW vlnovodu o délce $\lambda_g/2$ a šířce W_{RWG} . Z jedné strany byl vlnovod zakončen zkratem a na druhém konci byl umístěn výstupní port. Pro původní návrh byl SMA konektor umístěn do vzdálenosti $\lambda_g/4$ od zkratu a do středu vlnovodu $W_{RWG}/2$. Následně byl při optimalizaci konektor mírně vychylován v ose x a y . Model přechodu konektoru na vlnovod integrovaný do substrátu je zobrazen na Obrázku 5.12. Kmitočtová závislost S-parametrů a jejich změny při vychylování v osách x a y je zobrazena na Obrázku 5.13.



Obrázek 5.12 Model napájení vlnovodu pomocí konektoru



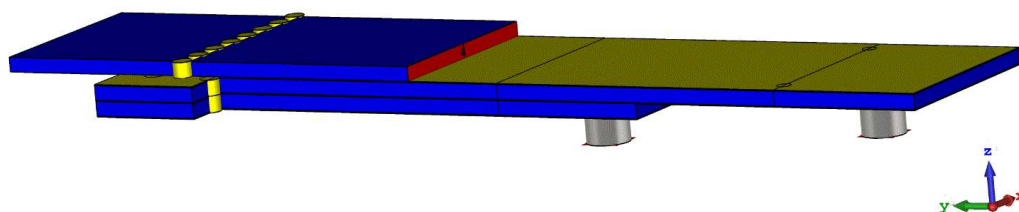
Obrázek 5.13 Závislost S-parametrů na frekvenci pro koaxiální přechod na vlnovod při $y = 0$ mm



Obrázek 5.14 Závislost S-parametrů na frekvenci pro koaxiální přechod na vlnovod při $x = 0$ mm

5.1.4 Kompletní vícevrstvý vazební člen

Po optimalizaci všech dílčích částí kompletního vazebního členu, které byly popsány výše, bylo možné namodelovat kompletní vícevrstvý vazební člen. Nyní byl vazební člen vytvořen pomocí ekvivalentního vlnovodu se stěnami z PEC materiálu o nulové tloušťce. U vazebního členu byly simulovány S-parametry pro oba porty. Vlnovod, kde je umístěn výstupní port 4, byl prodloužen o vzdálenost 5,7 mm oproti protilehlému vlnovodu, za účelem dosažení fázového posuvu o 90° .

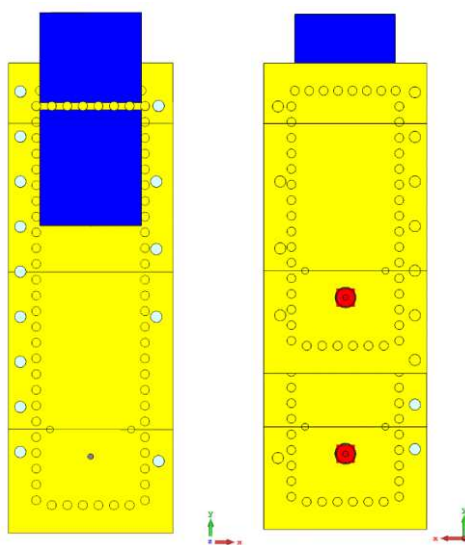


Obrázek 5.15 Model kompletního vícevrstvého vazebního členu

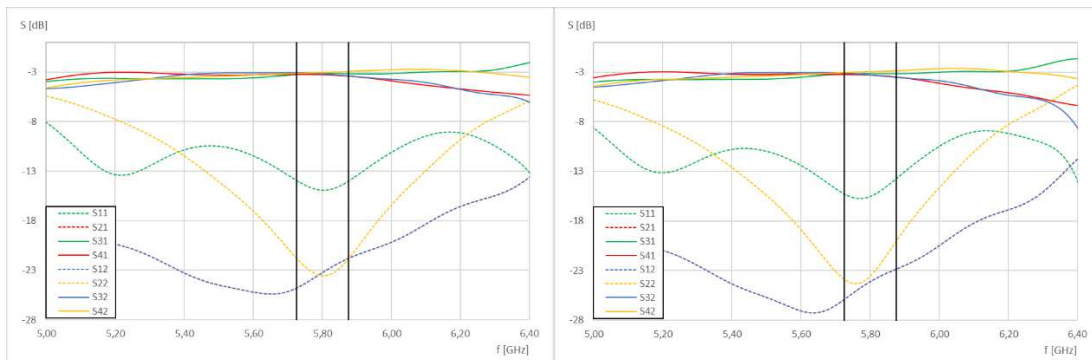
5.1.5 Konverze na strukturu SIW

Po optimalizaci jednotlivých rozměrů vazebního členu bylo potřeba provést konverzi na strukturu SIW. Tento přepočítání již byl vypočten pro hodnotu $W_{\text{RWG}} = 22,5$ mm a to v kapitole 3.2. Výsledné rozšíření SIW struktury oproti modelu s ekvivalentním vlnovodem činilo $\Delta W = 0,8141$ mm. Rozměry prokůvů byly nezměněné a jsou totožné jako v kapitole 2.1. Odsazení středů prokůvů p bylo pro jednotlivé stěny mírně změněno, a to pouze v jednotkách desetin milimetrů. Tyto změny neměly žádný vliv na funkci napájecí sítě. Změny odsazení byly provedeny z důvodu, aby se nemusely opět přepočítávat rozměry navržené napájecí sítě.

Při nahrazení zjednodušeného modelu s ekvivalentním vlnovodem na SIW strukturu dochází k mírnému zvětšení vlnovodu tzv. rozšíření o hodnotu ΔW . Na Obrázku 5.16 je zobrazen model vícevrstvého vazebního členu se strukturou SIW z vrchní a spodní strany. Porovnání struktur s ekvivalentním vlnovodem o šířce W_{RWG} s PEC stěnami a strukturou SIW je možné vidět na Obrázku 5.17, kde jsou zobrazeny S-parametry pro výsledné struktury. Byly odečteny hodnoty S-parametrů a fází pro střední a krajní kmitočty, viz Tabulka 5.4. Konverze na SIW strukturu měla minimální vliv na S-parametry a fáze. Maximální odchylka od ideální hodnoty fázového posuvu byla $1,56^\circ$.



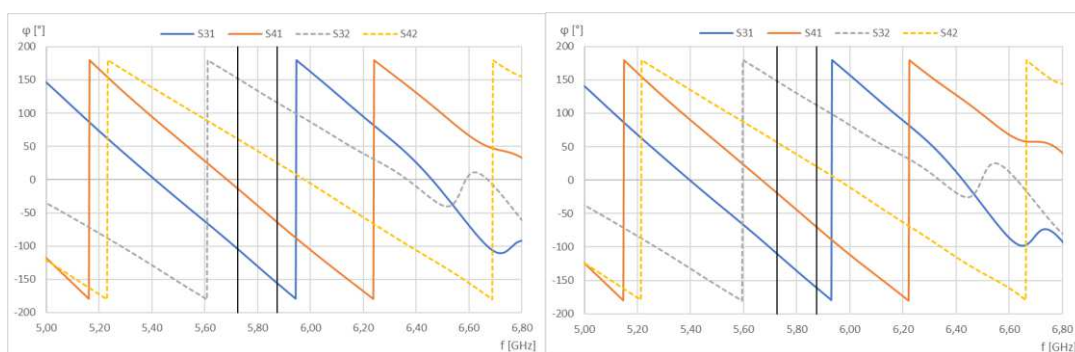
Obrázek 5.16 Model vícevrstvého vazebního členu se SIW strukturou



a)

b)

Obrázek 5.17 Grafická závislost S-parametrů při buzení portu 1 a 2 pro a) Strukturu s PEC stěnami b) SIW strukturu



a)

b)

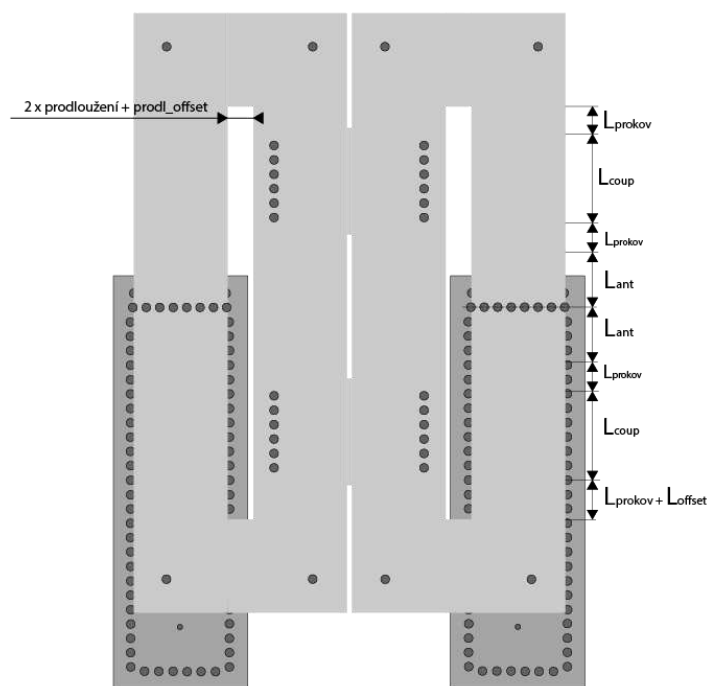
Obrázek 5.18 Grafická závislost fází výstupních portů při buzení portu 1 a 2 pro a) Strukturu s PEC stěnami b) SIW strukturu

Tabulka 5.4 Výsledné S-parametry a fáze pro kompletní vícevrstvý vazební člen

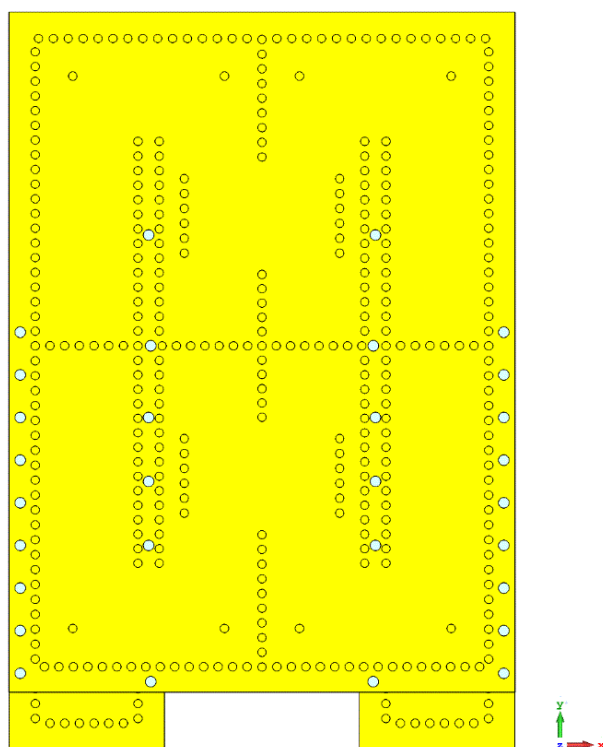
Port	Kmitočet [GHz]	Struktura	S_{1x} [dB]	S_{2x} [dB]	S_{3x} [dB]	S_{4x} [dB]	φ_3 [°]	φ_4 [°]	$\Delta\varphi$ [°]
Port 1	5,725	RWG	-13,93	-24,78	-3,29	-3,25	-104,41	-13,44	-91,56
		SIW	-15,28	-25,90	-3,19	-3,26	-109,93	-19,40	-90,53
	5,800	RWG	-14,92	-23,22	-3,17	-3,29	-130,37	-38,81	-91,56
		SIW	-15,53	-24,11	-3,14	-3,33	-135,92	-44,86	-91,06
	5,875	RWG	-14,01	-21,79	-3,19	-3,42	-156,09	-64,24	-89,47
		SIW	-13,74	-22,85	-3,16	-3,52	-161,21	-70,47	-90,74
Port 2	5,725	RWG	-24,78	-21,78	-3,06	-3,12	152,15	61,08	-89,21
		SIW	-25,89	-23,91	-3,07	-3,05	147,68	56,69	-90,99
	5,800	RWG	-23,22	-23,54	-3,15	-3,03	133,71	43,13	-90,58
		SIW	-24,10	-23,58	-3,26	-2,96	129,28	38,37	-90,91
	5,875	RWG	-21,79	-21,84	-3,36	-2,92	115,68	25,11	-89,47
		SIW	-22,84	-20,07	-3,50	-2,87	111,65	20,16	-91,49

5.2 Celková vícevrstvá Butlerova matice

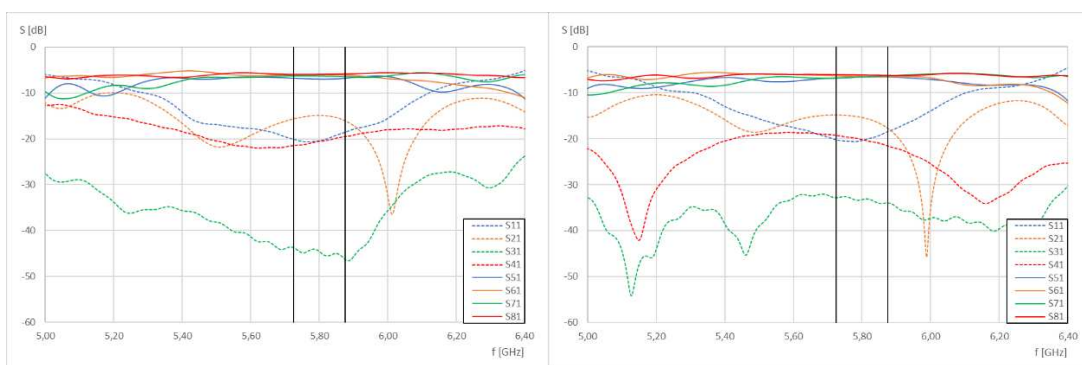
Nyní bylo zapotřebí upravit původní Butlerovu matici, a to nahrazením dvou vstupních jednovrstvých vazebních členů pomocí vícevrstvých vazebních členů. Vazební členy jsou umístěny tak, aby vazební štěrbiny byly vždy na začátku spojovacího vlnovodu. Napájecí síť není symetrická podél osy x od středu, jelikož spodní strana musela být prodloužena o hodnotu L_{offset} za účelem dosažení vhodného fázového posuvu. Struktura upravené napájecí sítě je zobrazena na Obrázku 5.19. Po dosažení vhodného prodloužení spodní strany napájecí sítě byla provedena konverze struktury s šířkou konvenčního vlnovodu W_{RWG} na strukturu SIW. Výsledná Butlerova matice v provedení SIW s vícevrstvámi vazebními členy je zobrazena na Obrázku 5.20. Bylo provedeno srovnání výsledných S-parametrů pro celé kmitočtové pásmo. Kmitočtové závislosti S-parametrů pro jednotlivé struktury jsou zobrazeny na Obrázku 5.21. Pro všechny vstupní porty byly odečteny hodnoty S-parametrů pro tři kmitočty, viz Tabulka 5.5. Pro stejné kmitočty byly vypsány hodnoty fází v Tabulce 5.6. Jak je z tabulek patrné, odchylka mezi strukturami je maximálně 1 dB a z hlediska porovnání fází je odchylka $2,73^\circ$.



Obrázek 5.19 Struktura vícevrstvé napájecí sítě



Obrázek 5.20 Model výsledné napájecí sítě se SIW strukturou



a)

b)

Obrázek 5.21 Kmitočtová závislost S-parametrů výstupních portů při buzení portu 1 pro a) Strukturu s PEC stěnami b) SIW strukturu

Tabulka 5.5 Výsledné S-parametry pro výslednou napájecí síť

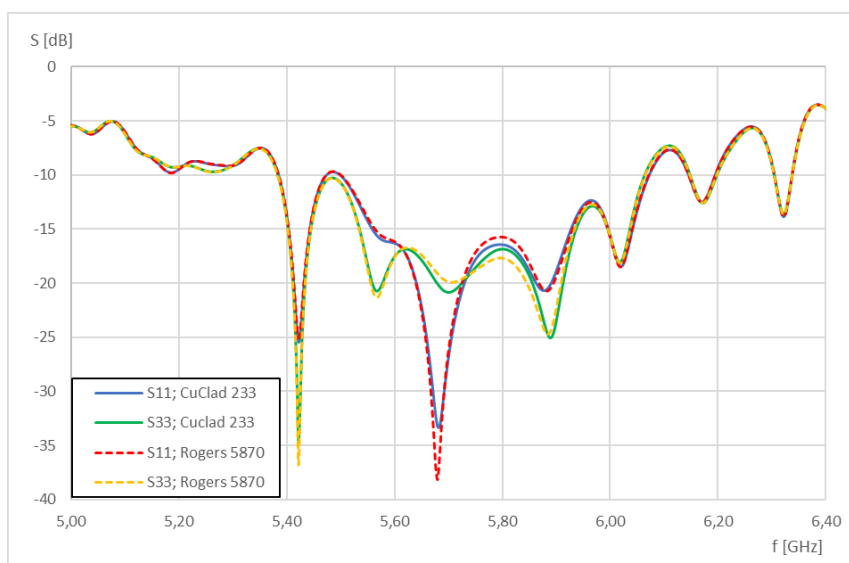
Port x	f [GHz]	Struktura	S _{1x} [dB]	S _{2x} [dB]	S _{3x} [dB]	S _{4x} [dB]	S _{5x} [dB]	S _{6x} [dB]	S _{7x} [dB]	S _{8x} [dB]
Port 1	5,725	RWG	-20,07	-15,67	-43,79	-21,49	-6,80	-6,10	-6,33	-5,98
		SIW	-20,25	-14,86	-32,83	-19,23	-6,79	-6,28	-6,86	-6,01
	5,800	RWG	-20,41	-14,95	-44,61	-20,59	-6,99	-6,06	-6,37	-5,95
		SIW	-20,39	-15,40	-33,26	-20,16	-6,61	-6,65	-6,59	-6,10
	5,875	RWG	-18,55	-16,11	-46,34	-19,55	-6,82	-6,16	-6,51	-5,85
		SIW	-18,47	-17,73	-33,96	-21,55	-6,59	-6,46	-6,36	-6,17
Port 2	5,725	RWG	-15,70	-16,68	-21,57	-39,51	-6,59	-6,17	-6,72	-6,06
		SIW	-14,85	-17,41	-19,23	-37,05	-7,09	-6,12	-6,73	-6,26
	5,800	RWG	-14,95	-17,05	-20,61	-38,65	-6,59	-6,04	-6,87	-6,13
		SIW	-15,39	-17,59	-20,12	-37,24	-6,70	-6,22	-6,61	-6,49
	5,875	RWG	-16,09	-14,65	-19,52	-37,09	-6,60	-5,97	-6,92	-6,34
		SIW	-17,74	-15,15	-21,49	-37,82	-6,41	-6,32	-6,67	-6,59
Port 3	5,725	RWG	-43,79	-21,49	-20,05	-15,62	-6,10	-6,81	-5,98	-6,33
		SIW	-32,82	-19,23	-20,69	-15,00	-6,27	-6,78	-6,00	-6,85
	5,800	RWG	-44,61	-20,59	-20,40	-14,95	-6,06	-6,99	-5,95	-6,36
		SIW	-33,37	-20,13	-20,85	-15,33	-6,47	-6,62	-6,09	-6,59
	5,875	RWG	-46,34	-19,55	-18,54	-16,16	-6,16	-6,82	-5,85	-6,51
		SIW	-34,10	-21,53	-18,49	-17,41	-6,47	-6,61	-6,17	-6,36
Port 4	5,725	RWG	-21,57	-39,51	-15,64	-16,69	-6,18	-6,59	-6,06	-6,72
		SIW	-19,24	-34,05	-14,99	-17,18	-6,11	-7,09	-6,27	-6,74
	5,800	RWG	-20,61	-38,65	-14,94	-17,06	-6,04	-6,59	-6,14	-6,87
		SIW	-20,13	-37,25	-15,32	-17,51	-6,22	-6,71	-6,50	-6,62
	5,875	RWG	-16,52	-37,09	-16,13	-14,64	-5,97	-6,60	-6,34	-6,92
		SIW	-21,49	-37,83	-17,41	-15,10	-6,33	-6,43	-6,59	-6,67

Tabulka 5.6 Výsledné fáze pro výslednou napájecí síť

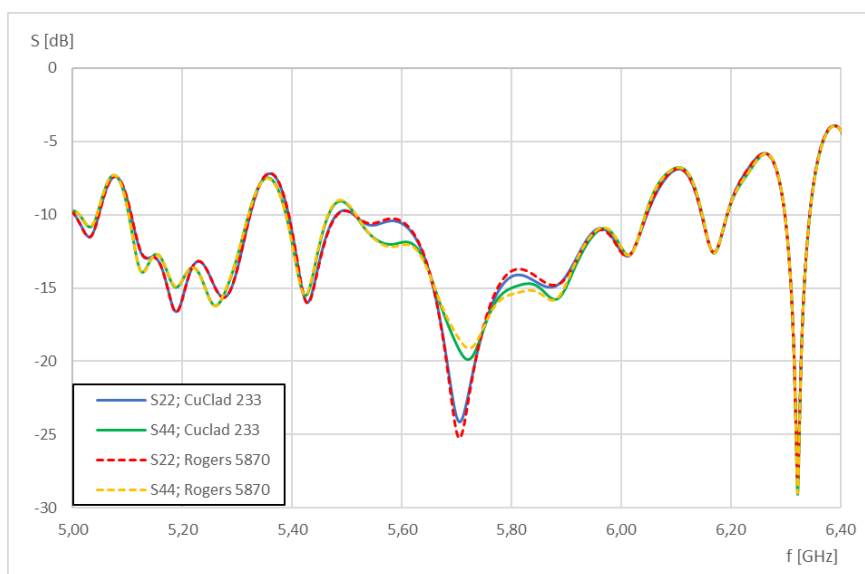
Port x	f [GHz]	Struktura	φ_5 [°]	φ_6 [°]	φ_7 [°]	φ_8 [°]	$\Delta\varphi_{56}$ [°]	$\Delta\varphi_{78}$ [°]
Port 1	5,725	RWG	146,42	59,44	58,44	-30,95	-86,98	-89,39
		SIW	152,91	60,42	53,45	-37,68	-92,49	-91,13
	5,800	RWG	103,25	14,27	12,79	-74,96	-88,98	-87,75
		SIW	107,43	16,56	9,41	-82,76	-90,87	-92,17
	5,875	RWG	60,95	-31,53	-31,99	-119,36	-92,48	-87,37
		SIW	61,50	-27,03	-35,43	-127,46	-88,53	-92,03
Port 2	5,725	RWG	-112,29	159,24	-17,19	-105,61	-88,47	-88,42
		SIW	-107,04	161,30	-20,18	-112,91	-91,66	-92,73
	5,800	RWG	-164,86	107,20	-68,90	-158,14	-87,94	-89,24
		SIW	-158,69	108,78	-73,28	-164,67	-92,53	-91,39
	5,875	RWG	143,30	54,72	-119,61	149,21	88,58	-91,18
		SIW	148,76	57,15	-126,66	144,11	-91,61	-89,23
Port 3	5,725	RWG	59,33	146,33	-31,10	58,31	-87,00	89,41
		SIW	59,82	153,18	-37,64	53,43	-93,36	91,07
	5,800	RWG	14,17	103,13	-75,09	12,64	-88,96	87,73
		SIW	15,95	107,73	-82,80	9,32	-91,78	92,12
	5,875	RWG	-31,64	60,81	-119,48	-32,15	-92,45	87,33
		SIW	-27,54	61,90	-127,57	-35,56	-89,44	92,01
Port 4	5,725	RWG	159,12	-112,39	-105,76	-17,29	-88,49	88,47
		SIW	160,70	-106,77	-112,95	-20,27	-92,53	92,68
	5,800	RWG	107,10	-164,98	-158,27	-69,05	-87,92	89,22
		SIW	108,18	-158,39	-164,64	-73,30	-93,43	91,34
	5,875	RWG	54,63	143,17	149,08	-119,78	-88,54	-91,14
		SIW	56,64	149,17	144,21	-126,61	-92,53	-89,18

5.3 Celkový vícevrstvý anténní systém

Pro vytvoření výsledného anténního systému byla využita vícevrstvá Butlerova matice navržena v předešlé kapitole a anténní pole, které bylo popsáno v kapitole 4.1. Před samotnou výrobou antény bylo zjištěno, že je potřeba nahradit použitý materiál u fázového pole. Na výběr bylo z materiálu Rogers 5870 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,33$, tloušťkou $h = 1,57$ mm a ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta = 0,0012$ a Cuclad 217 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,17$, tloušťkou $h = 1,52$ mm a ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta = 0,0012$. Jelikož materiál Rogers měl stejnou relativní permitivitu jako Cuclad 233, nabízel se tato náhrada jako nejvhodnější řešení. Bylo zde předpokládáno úskalí v tloušťce substrátu, která není totožná jako u původního materiálu. Tudíž se provedla simulace s materiálem Rogers 5870. Jeho vliv, a především vliv změny tloušťky substrátu na výsledné hodnoty činitele odrazu antény, je možné vidět na Obrázku 5.22 a 5.23.

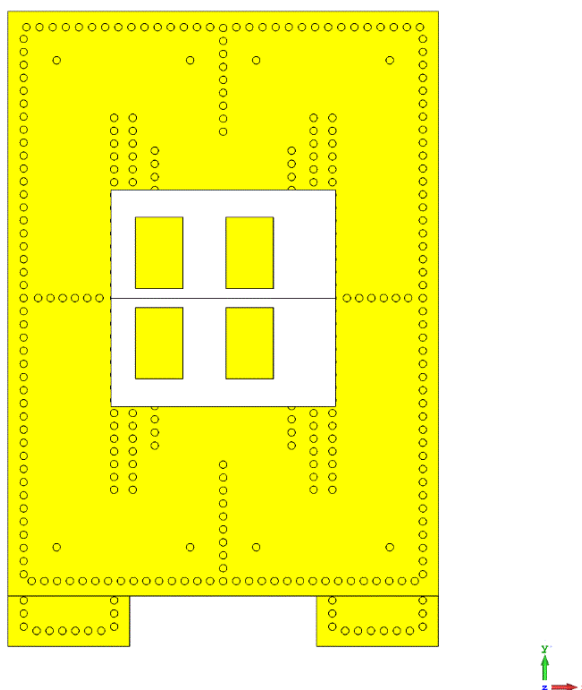


Obrázek 5.22 Kmitočtová závislost činitele odrazu pro dva různé substráty při buzení portu 1 a 3



Obrázek 5.23 Kmitočtová závislost činitele odrazu pro dva různé substráty při buzení portu 2 a 4

Vliv změny materiálu na kmitočtové závislosti činitele odrazu pro všechny vstupní porty byl minimální a celkový anténní systém fungoval bez větších změn. Proto se pro výrobu použil substrát Rogers 5870. Model výsledného anténního systému je zobrazen na Obrázku 5.24. Byly odečteny hodnoty S-parametrů, zisku a jednotlivé úhly, do kterých je anténa schopna vyzařovat. Tyto výstupní parametry jsou uvedeny v Tabulce 5.7.



Obrázek 5.24 Model kompletního vícevrstvého anténního systému

Tabulka 5.7 Výsledné hodnoty úhlů a zisků pro jednotlivé směry

Port	Kvadrant	Zisk [dBi]	Úhel Θ_x [°]	Potlačení bočních laloků pro Θ_x [dB]	Úhel Θ_y [°]	Potlačení bočních laloků pro Θ_y [dB]
Port 1	IV.	10,9	38	-10,2	-20	-10,1
Port 2	I.	10,8	40	-9,5	17	-12,5
Port 3	III.	11,0	-25	-10,6	-28	-7,8
Port 4	II.	11,1	-28	-9,9	24	-9,1

Z výsledných hodnot je patrné, že zisky pro všechny směry vyzařování byly větší než 10,8 dBi. Úhly, do kterých je anténa schopna směřovat daný svazek, jsou v porovnání s dvouvrstvým anténním systémem značně větší. Ke zlepšení také došlo u potlačení bočních laloků, které jsou menší pro vyzařovací charakteristiky při buzení portů 2 a 4.

6. REALIZACE ANTÉNNÍHO SYSTÉMU

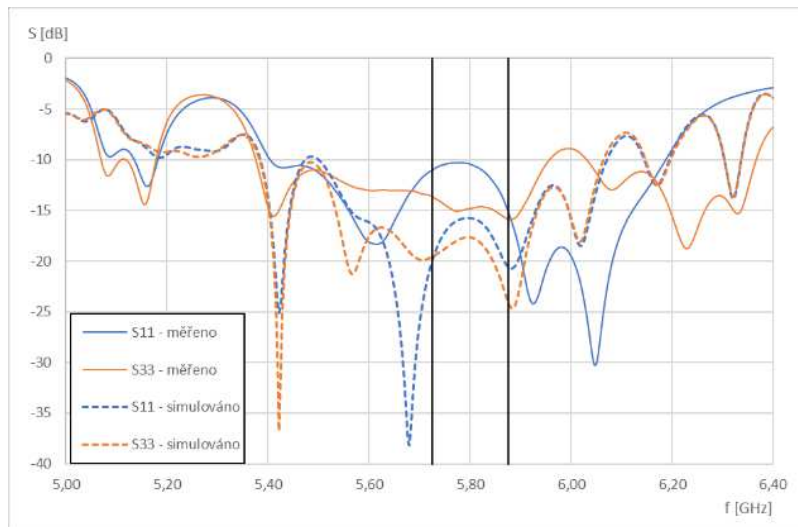
Pro ověření funkčnosti správného návrhu byl celkový anténní systém vyroben v dílně na Ústavu radioelektroniky. Po vyhotovení jednotlivých motivů bylo zjištěno, že v dílně došlo ke špatnému zrcadlení vrstvy top u flíčkových antén a u upravené Butlerovy matice. To však nemá zásadní vliv na funkčnost antény, jelikož navržené flíčky jsou symetrické podél vertikální osy, stejně tak i vrchní vrstva Butlerovy matice. Pro dostatečné ověření vlastností bylo nejprve provedeno měření pomocí vektorového analyzátoru. Byly změřeny vyzařovací charakteristiky a porovnány se simulacemi. Navíc bylo provedeno experimentální měření v domácích podmínkách pro ověření funkčnosti antény v praxi.

6.1 Výsledky měření

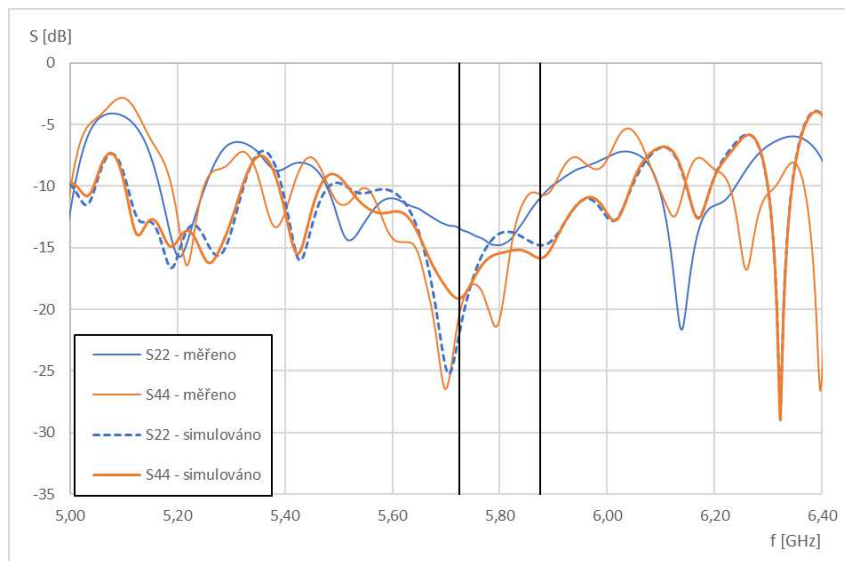
Pro ověření funkčnosti navrženého anténního systému byly provedeny měření pomocí vektorového analyzátoru, měření směrových charakteristik. Navíc bylo provedeno experimentální měření v domácích podmínkách.

6.1.1 Měření vektorovým analyzátozem

Před realizací byly provedeny simulace v programu CST Studio Suite, kde byl využit časový řešič. Celkový počet buněk byl 8 400 000 se základní mřížkou. V grafické závislosti byly zobrazeny vždy dva porty, které jsou symetricky umístěny od středu napájecí sítě. Tedy první kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot, která je zobrazena na Obrázku 6.1, odpovídá při buzení portů 1 a 3. Výsledné závislosti by měly být pro dané porty vždy velice podobné, jelikož celková napájecí síť je symetrická podél vertikální osy. Při buzení portu 1 a 3 se simulované hodnoty velice podobají až na větší odchylky na středním kmitočtu. To je nejspíše způsobeno větší šířkou SIW struktury, která byla od teoretické hodnoty zvětšena o 3 mm. Naměřené hodnoty jsou také mírně odlišné od simulovaných hodnot. To je zapříčiněno možnou vzduchovou mezerou mezi substráty Arlon 25N a Rogers 5870. Materiál Rogers byl uchycen pouze šrouby na okraji, jelikož nebylo možné použít i šrouby uprostřed substrátu vzhledem k umístění flíčků. Srovnání naměřených a simulovaných hodnot pro buzení portů 2 a 4 je zobrazeno na Obrázku 6.2.

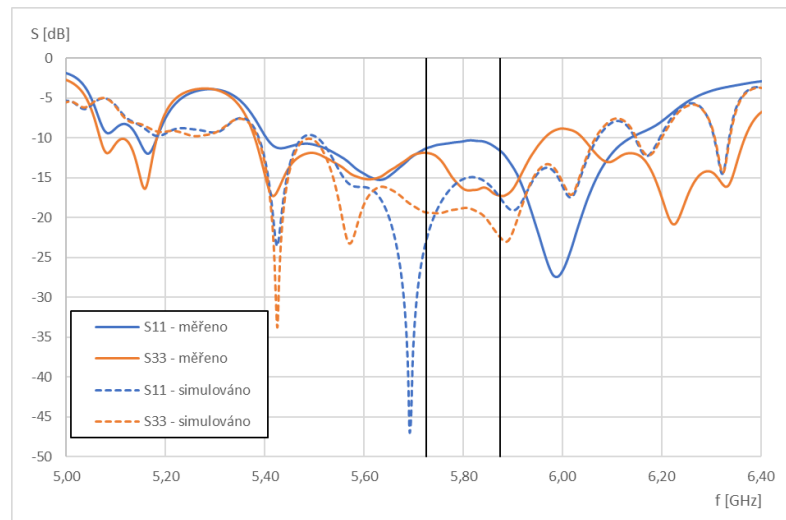


Obrázek 6.1 Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 1 a 3 – celkový anténní systém

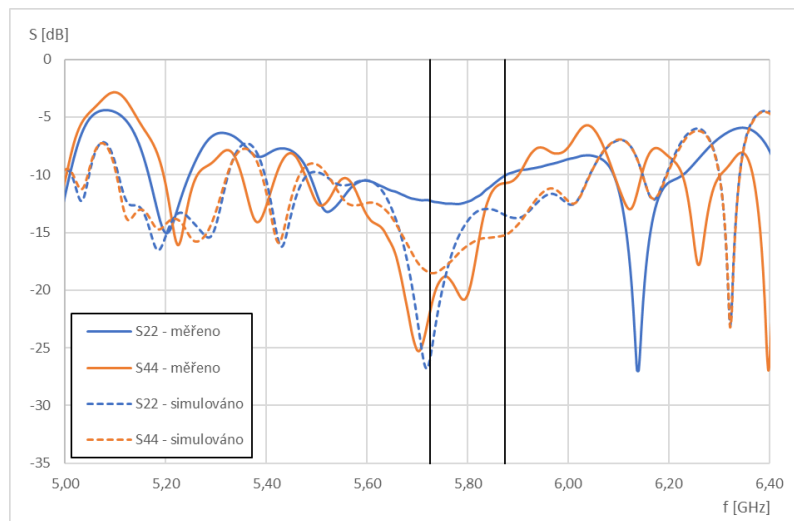


Obrázek 6.2 Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 2 a 4 – celkový anténní systém

Pro vylepšení vlastností byla následně použita oboustranná lepící páska s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,5$ a tloušťkou $h = 50 \mu\text{m}$. Pro správné srovnání výsledných hodnot byla do modelu přidána oboustranná páska. Naměřené hodnoty spolu se simulovanými hodnotami pro činitele odrazu pro všechny vstupní porty byly zobrazeny na Obrázcích 6.11, 6.12. Výsledné kmitočtové závislosti vykazují mírné zlepšení činitelů odrazů.



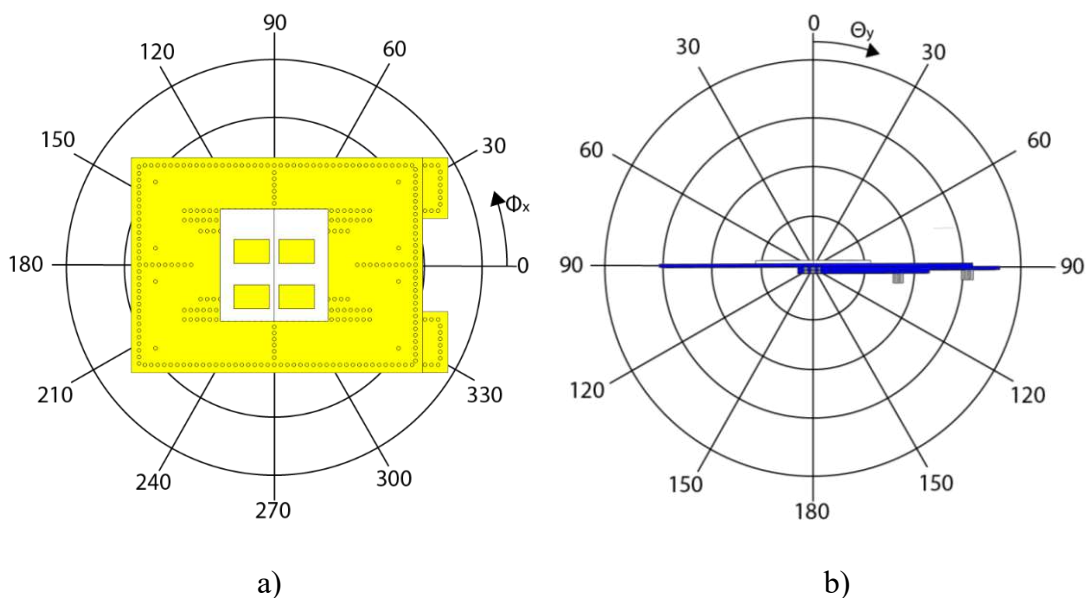
Obrázek 6.3 Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 1 a 3 – celkový anténní systém lepící páskou



Obrázek 6.4 Kmitočtová závislost naměřených a simulovaných hodnot činitele odrazu pro porty 2 a 4 – celkový anténní systém lepící páskou

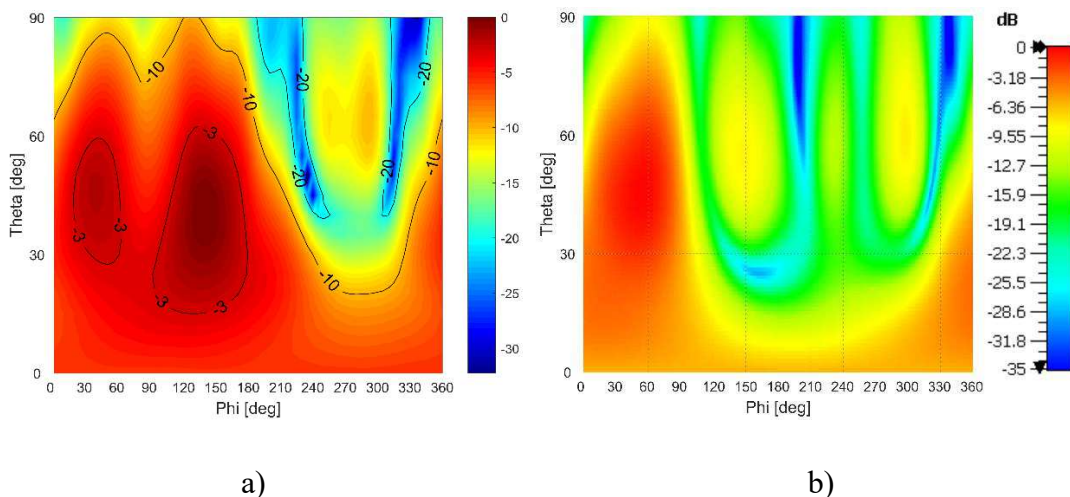
6.1.2 Měření směrových charakteristik

Měření vyzařovacích charakteristik bylo provedeno v bezodrazové komoře, kde se anténa s říditelným svazkem použila jako vysílací anténa a jako přijímací anténa byla použita trychtýřová anténa. Měřená anténa byla umístěna na podstavci, který byl otáčen krokovým motorem a byla připojena do vektorového analyzátoru. Přijímací anténa, pomocí které je měřena vyzařovací charakteristika, je připojena do vektorového analyzátoru na druhý vstup. Pro názorné výsledky měření byly vytvořeny 2D grafické závislosti. Pro vhodné porovnání byly tyto směrové charakteristiky také vytvořeny pomocí simulačního programu CST Studio Suite. Jednotlivé výsledky byly uvedeny vždy pro jeden vstupní port. Při měření byly ostatní porty vždy zakončeny odporem 50Ω . Pro názornost a pochopení vychylovacích úhlů je zobrazen Obrázek 6.5, kde úhel Φ_x představuje úhel vychýlení v azimutu a Θ_y je elevační úhel.



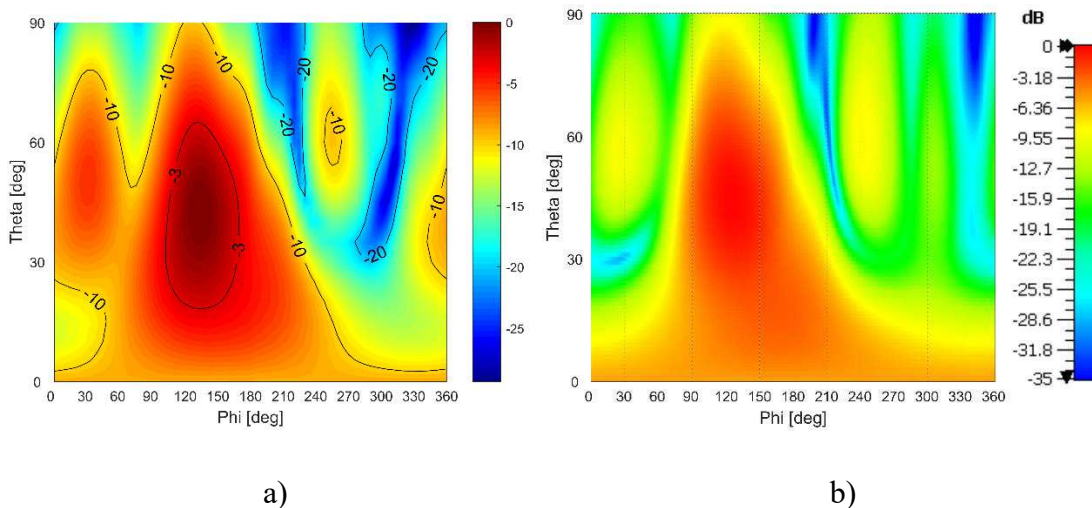
Obrázek 6.5 Úhly vyzařovací charakteristiky a) Úhel v azimutu Φ_x b) elevační úhel Θ_y

Nejprve bylo provedeno měření pro port 1, podle předpokladů měla anténa vyzařovat do IV. kvadrantu. Úhel vychýlení svazku Φ_x měl být v rozmezí od 0 do 90°. Jak je patrné z grafické závislosti na Obrázku 6.6, úhel vychýlení byl při simulaci 58°. Z naměřené závislosti je vidět, jak anténa vyzařuje i do dalšího kvadrantu. Toto je nejspíše způsobeno špatnou vazbou mezi vrstvami. Byl také změřen zisk antény při buzení portu je, který byl 5,2 dBi.



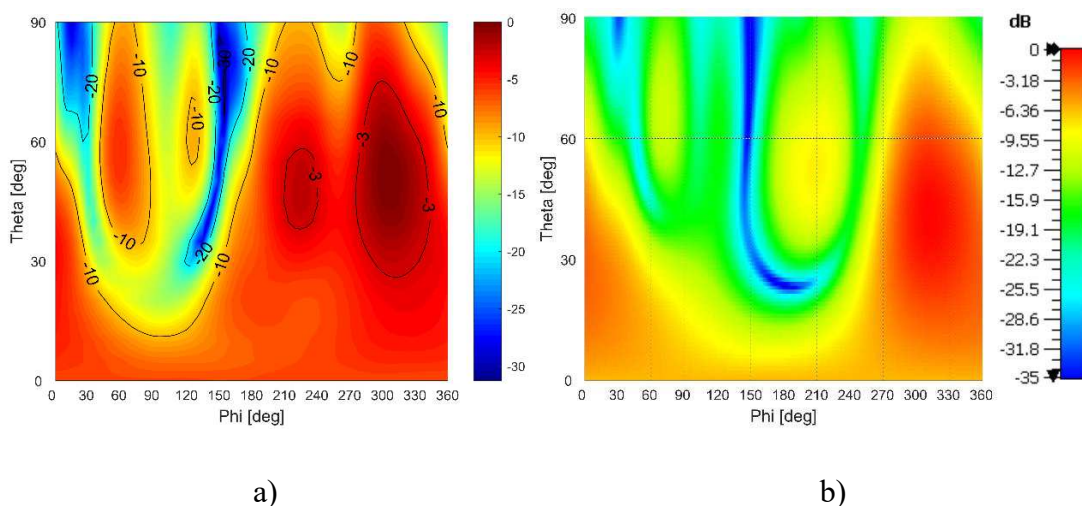
Obrázek 6.6 Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 1 a) měřeno b) simulováno

Při měření portu 2 výsledky odpovídaly simulovaným hodnotám. Úhel vychýlení Φ_x při simulaci byl 119° . Na Obrázku 6.7 jsou zobrazeny naměřené a simulované směrové charakteristiky ve dvourozměrném provedení. V tomto případě se reálné výsledky nejvíce podobají simulovaným hodnotám. Došlo zde jen k mírnému zvětšení bočního laloku. Nicméně hlavní svazek vyzařuje do I. kvadrantu pod úhlem $\Phi_x = 130^\circ$. Zisk antény činil 6,42 dBi.



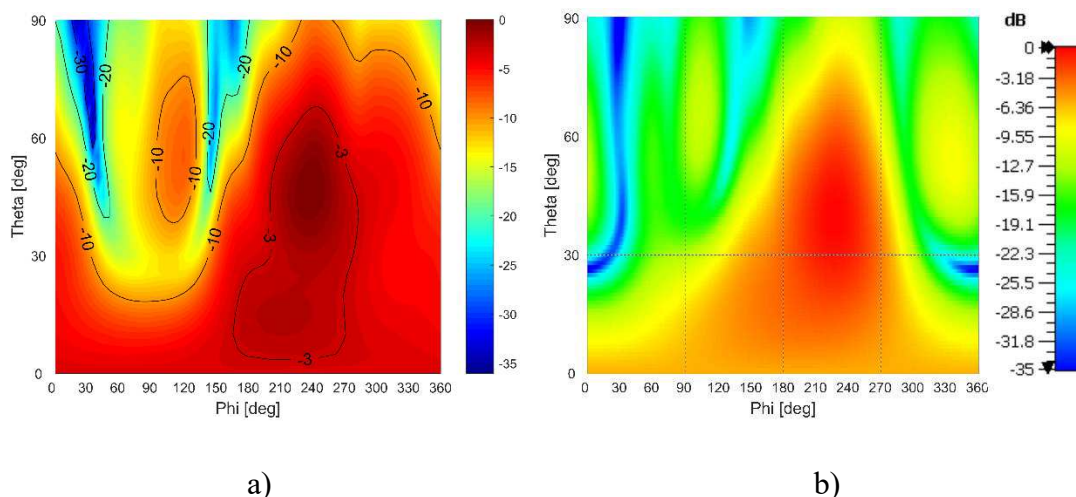
Obrázek 6.7 Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 2 a) měřeno b) simulováno

Výsledky pro port 3 jsou zobrazeny na Obrázku 6.8. U naměřené charakteristiky došlo k velkému vyzařování i do dalšího kvadrantu a vznikl zde velký boční lalok. Nicméně směrová charakteristika má svůj největší zisk 6,07 dBi stále ve směru vychýlení pod úhlem 320°. Simulovaná hodnota vychýlení činila 305°. Velký boční lalok je nejspíše způsoben nedokonalostmi vazebních přechodů.



Obrázek 6.8 Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 3 a) měřeno b) simulováno

Na Obrázku 6.9 jsou zobrazeny výsledky měření a simulací pro port 4. Úhel vychýlení při simulaci dosáhl hodnoty $\Phi_x = 237^\circ$. Největší zisk ze změřených výsledků byl v úhlu vychýlení 240°. I zde došlo k většímu vyzařování svazku do dalšího kvadrantu. Dosažený zisk byl největší a to 7,06 dBi.



Obrázek 6.9 Normalizovaná 2D vyzařovací charakteristika – port 4 a) měřeno b) simulováno

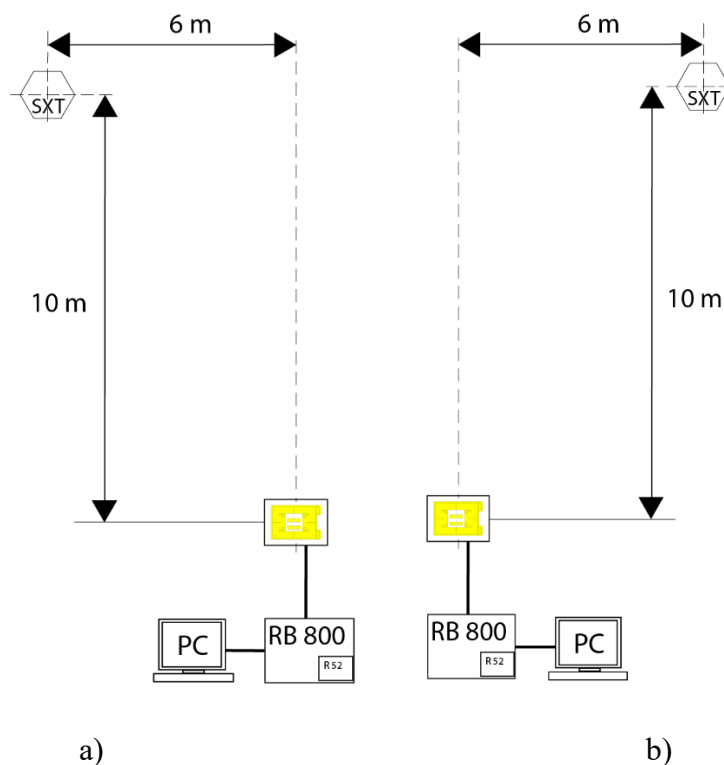
Naměřené výsledky v porovnání se simulovanými hodnotami byly nejvíce shodné při buzení portu 2 a při buzení portu 4, kde ovšem anténa vyzařovala i do dalšího kvadrantu. Nejhorší výsledky byly při buzení portu 1, kde hlavní svazek byl vychýlen do špatného kvadrantu. Tyto velké odchylky od simulovaných hodnot byly nejspíše způsobeny špatnou vazbou mezi vícevrstevnými přechody. Bohužel z nedostatku času nebyla napájecí síť dostatečně proměřena před samotným měřením směrových charakteristik. Výsledné hodnoty měření a simulací jsou pro srovnání uvedeny v Tabulce 6.1. Naměřené hodnoty zisků byly odlišné od simulovaných hodnot odlišné až o 5 dB. Tyto velké odchylky byly způsobeny vyzařováním antény i do dalších kvadrantů. Odchylky vychylování a zisku by mohly být odstraněny po proměření napájecí sítě a zjištění skutečných fázových posuvů pro jednotlivé porty. Také by bylo potřeba ověřit funkčnost jednotlivých vazebních přechodů. Po eliminování těchto případných chyb by směrování svazku více odpovídalo simulovaným hodnotám.

Tabulka 6.1 Výsledné hodnoty měření v a simulací 2D směrových charakteristik

Port	Simulované hodnoty			Naměřené hodnoty		
	Úhel Φ_x [°]	Úhel Θ_y [°]	Zisk [dBi]	Úhel Φ_x [°]	Úhel Θ_y [°]	Zisk [dBi]
Port 1	59	45	10,9	40	45	5,2
Port 2	120	45	10,8	130	44	6,42
Port 3	315	40	11,0	315	55	6,07
Port 4	230	40	11,1	240	50	7,06

6.2 Experimentální měření

Pro ověření funkčnosti zhotovené antény bylo provedeno testovací měření v domácích podmínkách ve volném prostoru. Pro měření bylo vytvořeno venkovní pracoviště, viz Obrázek 6.10. Pro jednoduché měření byly využity přístroje od společnosti Mikrotik. Pro vysílač byla použita pokročilá vysoce výkonná síťová karta RB 800 [22]. Byl využit síťový adaptér RouterBoard R52n, který poskytuje velký výkon v pásmech 2GHz a 5GHz v normě 802.11 a/b/g/n. Podporuje datový tok až 300Mb na fyzické vrstvě a propustnost až 200Mb/s. Podrobnější specifikace jsou uvedeny v dokumentech od výrobce. Síťová karta byla napojena na anténu s říditelným svazkem. Jako přijímací anténa bylo využito zařízení SXT 5HnD, které výrobce popisuje jako nízkonákladové, vysoce rychlostní a schopné dosáhnout propustnosti 200Mb [23].



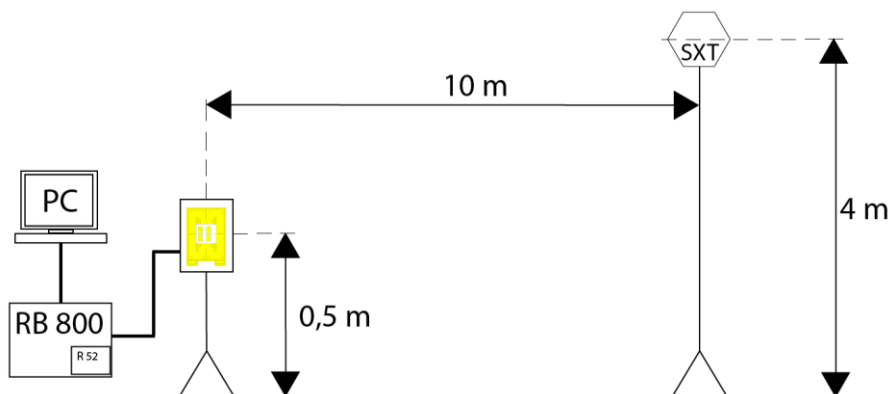
Obrázek 6.10 Měření připojení v domácích podmínkách – pohled shora a) pohyb doleva b) pohyb doprava

Z hlediska jednoduchého ověření vyzařování antény do čtyř směrů byla provedena čtyři měření. Střední kmitočet byl nastaven na 5,8 GHz s šířkou pásma 40 MHz. Dvě měření byla provedena pro vyzařování do horní poloviny od středu antény a další dvě pro vyzařování do spodní poloviny od středu antény. U každého scénáře byla vždy jedna anténa umístěna do výšky čtyř metrů a druhá anténa do výšky 0,5 metrů nad zemí. U měření byly porovnávány hodnoty síly signálu v oblasti, kam má anténa v dané situaci vyzařovat a také byly odečteny hodnoty signálu, kde nemá vyzařovat. Jelikož byla využita velice citlivá přijímací anténa a zesílení signálu z vysílače bylo zhruba 20 dB, měření na tak malou vzdálenost nebylo přesné. Také nebyla provedena dostatečná kalibrace polohy antén. Měření mělo sloužit pouze pro demonstraci a jednoduché ověření funkčnosti.

Nejprve bylo provedeno měření pro první scénář, který je ilustrován na Obrázku 6.11. Tedy směrová charakteristika by měla vyzařovat nahoru od středu antény. Proto přijímací anténa byla umístěna o 3,5 m výše. Při měření byl dosažen přenos rychlostí 130 Mbit/s. Byl připojen port 2, anténa měla vyzařovat do prvního kvadrantu z pohledu na anténu z čelní strany. S přijímací anténou se v průběhu měření pohybovalo doleva a doprava, pro zjištění rozdílu vysílaného signálu. Bylo zjištěno, že v místě, kam byl vyzařovací svazek směřován, je síla signálu větší o 10 dB než síla signálu ve směru kam anténa nemá vyzařovat. Toho stejného rozdílu bylo dosaženo při připojení portu 4. Výsledné hodnoty pro měření pro první scénář jsou uvedeny v Tabulce 6.2.

Tabulka 6.2 Výsledné hodnoty měření v domácích podmínkách pro první scénář

Port	Poloha SXT antény	Kvadrant vyzařování	Síla signálu [dB]	Rozdíl síly signálu [dB]
Port 2	Vpravo	I.	-52	10,5
	Vlevo	I.	-62,5	
Port 4	Vpravo	II.	-62	10
	Vlevo	II.	-52	



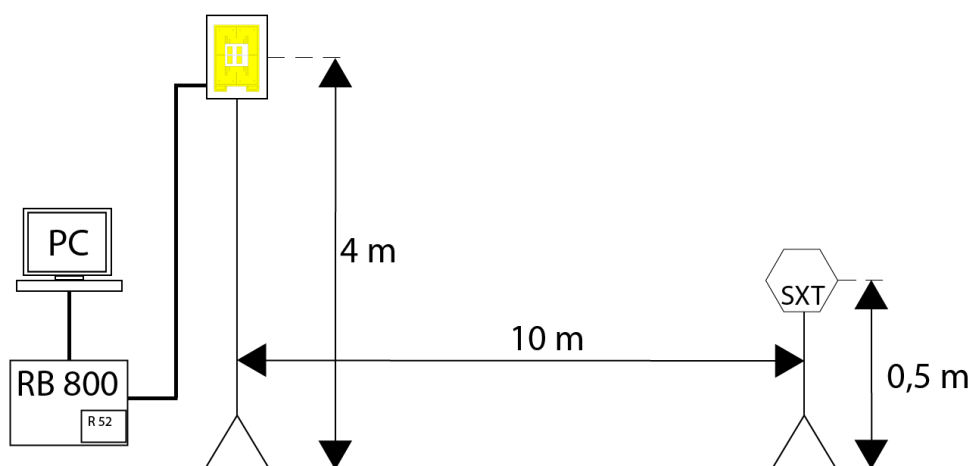
Obrázek 6.11 Měření připojení v domácích podmínkách – pohled z boku pro první scénář

Dále bylo provedeno měření pro druhý scénář, který je ilustrován na Obrázku 6.12. Vysílací anténa byla tentokrát umístěna na stožár ve výšce 4 m a přijímací anténa byla umístěna 0,5 metrů na zemi. Při měření pro vstupní porty 1 a 3 byly rozdíly síly signálu pro dané směry nižší o 7 dB pro port 3 a 6 dB pro port 1. Výsledné hodnoty jsou uvedeny v Tabulce 6.3.

Toto experimentální měření v domácích podmínkách sloužilo pouze pro ověření funkčnosti navržené a zhotovené anténní struktury. Výsledky měření ukazovaly, že anténa skutečně vyzařuje pouze do daného směru. Avšak pro porty 1 a 3 byly výsledky měření více odlišné než výsledky pro porty 2 a 4. To jen potvrzuje měření směrových charakteristik. Samotné měření nebylo dostatečně přesné. Pro vypovídající výsledky by se měření muselo provést na rovném povrchu bez předmětů, které mohou způsobovat odrazy. Umístění antén by muselo být provedeno pomocí přesně nastavitelné konzole. Z těchto důvodů je měření v domácím a otevřeném prostředí pouze orientační. Nicméně z dostupných výsledných hodnot může být vytvořen závěr, že zhotovená anténa skutečně funguje.

Tabulka 6.3 Výsledné hodnoty měření v domácích podmínkách pro druhý scénář

Port	Poloha SXT antény	Kvadrant vyzařování	Síla signálu [dB]	Rozdíl síly signálu [dB]
Port 1	Vpravo	IV.	-51	6
	Vlevo	IV.	-57	
Port 3	Vpravo	III.	-63	7
	Vlevo	III.	-56	



Obrázek 6.12 Měření připojení v domácích podmínkách – pohled z boku pro první druhý scénář

ZÁVĚR

Cílem této práce bylo seznámit se s anténami pro vychylování svazku, detailně prostudovat a popsat metody řízení svazku, zvolit vhodnou techniku řízení svazku pro směřování do čtyř kvadrantů a aplikovat ji na vybranou anténní strukturu.

V teoretické části byly detailněji prostudovány techniky pro vychylování svazku. Největší pozornost byla věnována analogovému vychylování, jelikož tato metoda byla v práci využita pro návrh antény. Dále se práce věnuje počátečnímu návrhu celého anténního systému. Pro směřování do čtyř kvadrantů bylo uvažováno o využití fázovacího pole a napájecí sítě v podobě Butlerovy matice. Nejprve byla navržena jednovrstvá napájecí síť pro planární pole 2×2 v provedení vlnovodu integrovaného do substrátu. Po optimalizaci napájecí sítě bylo potřeba navrhnout vhodnou anténní strukturu. Jako první byla uvažována flíčková anténa s mikropáskovým přechodem napájená pomocí SIW. S touto anténou by celkový anténní systém dosahoval příliš velkých rozměrů. Z toho důvodu byla navržena šterbinová anténa v SIW provedení. Ta však vykazovala daleko menší zisk. Proto se přistoupilo k řešení s flíčkovou anténou s aperturovým napájením. Ta dosahovala dostatečného zisku 8,5 dBi a také došlo k dostatečnému zmenšení oproti první uvažované anténě.

Návrh pokračoval namodelováním celého anténního systému. Vychylování do jednotlivých směrů fungovalo. Pro jednotlivé porty anténa vyzařovala do daného kvadrantu. Úskalí však spočívalo ve velkých rozměrech napájecí sítě. I přesto, že byla již od prvopočátku snaha anténu co nejvíce zmenšit, aby ji bylo možné vyrobit, nakonec toho nebylo docíleno. Došlo tedy k větší úpravě napájecí sítě, kde byly boční vazební členy nahrazeny vícevrstvámi vazebními členy. Znovu byl proveden celkový návrh a následná optimalizace napájecí sítě. Vícevrstvá napájecí síť dosahovala daleko menších odchylek ve výsledných fázových posuvech, a to maximálně o $\pm 3^\circ$, v porovnání s původní jednovrstvou napájecí sítí, kde byly tyto odchylky až $\pm 10^\circ$. Dále byl namodelován výsledný vícevrstvý anténní systém, který vykazoval lepší potlačení bočních laloků než původní dvouvrstvý systém a také jednotlivé úhly vychýlení byly větší. Úhly vychýlení v ose x Θ_x byly větší o 10-15°. Tudíž došlo i ke značnému vylepšení ve směrovosti jednotlivých svazků.

Navržený vícevrstvý anténní systém byl zrealizován, sestaven a nakonec i změřen. Bylo provedeno několik měření pro ověření vlastností navrženého systému. Nejprve byly naměřeny hodnoty činitele odrazu pro jednotlivé porty, ty se v porovnání se simulovanými hodnotami lišily až o 5 dB. U měření směrových charakteristik vyšel nejlépe port 2, kde bylo z výsledků patrné, že anténa vyzařuje pouze do určitého místa. Při buzení portu 4 anténa vyzařovala i do dalšího kvadrantu, avšak zisk zde byl největší a to 7,06 dBi. Bohužel pro porty 1 a 3 výsledky uspokojivé nebyly. Pravděpodobně došlo k nedokonalosti přechodů mezi vrstvami.

Bylo provedeno experimentální měření v domácích podmínkách pro zjištění funkčnosti antény i v reálném užití v praxi. Pro toto experimentální měření bylo využito příslušenství od společnosti Mikrotik. Bylo zde bohužel opomenuto zakončení portů 50Ω . I přesto se dospělo k uspokojivým výsledkům. V měření byla pouze porovnávána síla signálu ve směru, kde má daný svazek směřovat a v protilehlém směru kam anténa vyzařovat nemá. Pro vstupní porty 2 a 4 bylo toto měření v pořádku a rozdíly síly signálu byly až 11 dB. Bohužel pro porty 1 a 3 měření již tak vypovídající nebylo. Nedocházelo k tak razantním změnám při posunu přijímací antény jako v předchozím případě. Rozdíly síly signálu činily jen 7 dB. Díky tomuto experimentu byla však ověřena funkčnost antény a rychlost přenosu činila až 130 Mbit/s. Pokud by došlo k proměření jednotlivých vazebních článků napájecí sítě a ověření její celkové funkčnosti, mohly by být eliminovány případné ztráty ve vazebních přechodech či ztráty v SIW vlnovodu. Po úpravě napájecí sítě by naměřené výsledky více odpovídaly simulovaným hodnotám a nic by nebránilo navrženou anténu použít v praxi.

Literatura

- [1] SINGH, L. *A Survey on Beam Steering Techniques in Planar Antennas* [online]. 2016 [cit. 2020-11-05]. Dostupné z: <https://www.semanticscholar.org/paper/A-Survey-on-Beam-Steering-Techniques-in-Planar-Singh/c6a85a753893cda74d02950a1080f35a9df74ca8>
- [2] UCHENDU, I., KELLY, J. Survey of Beam Steering Techniques Available for Millimeter Wave Applications. In: *Progress In Electromagnetics Research B* [online]. 2016, s. 35-54 [cit. 2020-11-16]. Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIERB/pierb68/03.16030703.pdf>
- [3] *Radartutorial: Phased array antenna* [online]. [cit. 2020-11-16]. Dostupné z: <https://www.radartutorial.eu/06.antennas/Phased%20Array%20Antenna.en.html>
- [4] KHATTAK, M. Kamran, Sungtek KAHNG, M. Salman KHATTAK, A REHMAN, C LEE a D HAN. A low profile, wideband and high gain beam-steering antenna for 5G mobile communication. In: *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting* [online]. IEEE, 2017, s. 2575-2576 [cit. 2020-12-10]. Dostupné z: doi:10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073330
- [5] KARAMZADEH, S., RAFII, V., KARTAL, M., VIRDEE, BS. Modified circularly polarised beam steering array antenna by utilised broadband coupler and 4 x 4 butler matrix. *Iet Microwaves Antennas & Propagation* [online]. INST ENGINEERING TECHNOLOGY-IET, 2015, (9), 975-981 [cit. 2020-12-10]. ISSN 1751-8725. Dostupné z: doi:10.1049/iet-map.2014.0768
- [6] HORWATH, B., D., ABHARI, R. Design and evaluation of a vertically integrated passive two-dimensional beam switching antenna array at 60 GHz. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering* [online]. Hoboken, USA: John Wiley & Sons, 2019, 29(11) [cit. 2020-11-17]. ISSN 1096-4290. Dostupné z: doi:10.1002/mmce.21930
- [7] BLASS, J. Multidirectional antenna - A new approach to stacked beams, 1958 IRE International Convention Record, New York, NY, USA, 1960, pp. 48-50, doi: 10.1109/IRECON.1960.1150892.
- [8] ROTMAN, W., TURNER, R. Wide-angle microwave lens for line source applications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. vol. 11, no. 6, pp. 623-632, November 1963, doi: 10.1109/TAP.1963.1138114.

- [9] REN, H., H. Zhang, P. Li, Y. Gu and B. Arigong. A Novel Planar Nolen Matrix Phased Array for MIMO Applications. In: *IEEE International Symposium on Phased Array System & Technology (PAST)*, Waltham, MA, USA, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/PAST43306.2019.9020872.
- [10] Radartutorial: *Digital Beamforming. Radar Basics* [online]. Dostupné z: <http://www.radartutorial.eu/06.antennas/Digital%20Beamforming.en.html>.
- [11] ARTEMENKO, A., MALTSEV, A., MASLENNIKOV, R., SEVASTYANOV, A., SSORIN, V. Beam steerable quartz integrated lens antenna for 60 GHz frequency band. In: *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation, EUCAP 2011* [online]. 2011, s. 758-762 [cit. 2020-12-10]. ISBN 9788882020743.
- [12] EVIZAL, A., K., THAREK, A., R., RAHIM, S., K., ROSA, S., L., MORADIKORDALIVAND, A. Application of Negative Selection Algorithm in Smart Antenna System for LTE Coomunication, Progress. In: *Electromagnetics Research B*, 56, pp. 365-385, 2013.
- [13] Metamateriály [online]. 4. Aldebaran Group for Astrophysics, 2006 [cit. 2020-11-27]. ISSN 1214-1674. Dostupné z: https://www.aldebaran.cz/bulletin/2006_16_met.php
- [14] SUN, F., MA Y., HE, S. Two beam steering lenses enabled by metamaterials. In: *2015 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Advanced Materials and Processes for RF and THz Applications (IMWS-AMP)*. Suzhou: IEEE, 2015, s. 1-3. ISBN 978-1-4799-6450-5. Dostupné z: doi:10.1109/IMWS-AMP.2015.7325049
- [15] DESLANDES, D., WU, K. *Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide*. 2006, Vol. 54, NO. 6, s. 11.
- [16] MARTINEC, M. SIW šterbinová anténa. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 48 s., 3 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Kamil Pítra
- [17] YAN, Li, Wei HONG, Guang HUA, Jixin CHEN a Ke WU. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* [online]. IEEE, 2004, 14(9), 446-448 [cit. 2021-5-4]. ISSN 1531-1309. Dostupné z: doi:10.1109/LMWC.2004.832081

- [18] PROUZA, J. Flíčková anténa s fraktálním vzorem. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 38 s., 7 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.
- [19] ALI, A, F COCCETTI, H AUBERT a N.J.G FONSECA. Novel multi-layer SIW broadband coupler for Nolen matrix design in Ku band. In: *2008 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium* [online]. IEEE, 2008, s. 1-4 [cit. 2021-5-1]. ISBN 9781424420414. Dostupné z: doi:10.1109/APS.2008.4619915
- [20] KIM, Sangkil, Herve AUBERT a Manos M TENTZERIS. An inkjet-printed flexible broadband coupler in substrate integrated waveguide (SIW) technology for sensing, RFID and communication applications. In: *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)* [online]. IEEE, 2014, s. 1-4 [cit. 2021-5-19]. ISSN 0149-645X. Dostupné z: doi:10.1109/MWSYM.2014.6848580
- [21] SEDLÁČEK, Petr. Štěrbinová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2012.
- [22] Mikrotik. *Router Board 800*. [online]. [cit. 2021-5-9]. Dostupné z: <https://mikrotik.com/product/RB800>
- [23] Mikrotik. *SXT 5HnD*. [online]. [cit. 2021-5-9]. Dostupné z: <https://mikrotik.com/product/RBSXT>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

ISM	Pásmo pro průmyslové, vědecké a lékařské účely	
MEMS	Mikro Elektrické a Mechanické Systémy	
MIMO	Multiple Input Multiple Output	
BTS	Base Transceiver Station	Základní vysílací stanice
SIW	Substrate Integrate Waveguide	Substrát Integrovaný do Substrátu
PEC	Perfect electric conductor	Perfektní elektrický vodič
FIR	Finite Impulse Response	Konečná impulzní charakteristika
DC	Down Converter	Digitální převodník
ILA	Integrate Lens Antenna	Anténa s integrovanou čočkou
LTE	Long – Term Evolution	
TE	Transverzálně Elektrické	
AD	Analogové Digitální	
SMA	Sub Miniature version A	
RB	Router Board	

Symboly:

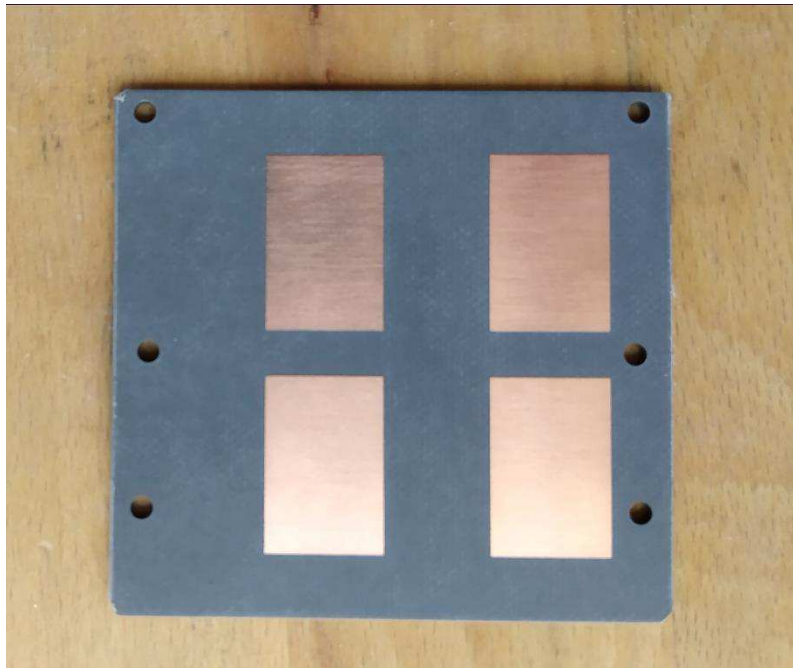
X	vzdálenost jednotlivých elementů k vlnoploše	(mm)
d	vzdálenost mezi dvěma zářiči	(mm)
θ	Úhel vychýlení svazku	(°)
φ	Fázový posuv	(°)
c_0	rychlost světla	(m)
f	kmitočet	(Hz)
f_{prac}	pracovní kmitočet	(Hz)
f_{krit}	kritický kmitočet	(Hz)
h	tloušťka substrátu	(mm)
ϵ_r	permitivita substrátu	
ϵ_{reff}	efektivní substrátu	
W_{RWG}	šířka ekvivalentního vlnovodu	(mm)
λ_{krit}	kritická vlnová délka dominantního vidu	(mm)
d	průměr prokovu	(mm)
p	odstup středů prokovů	(mm)
W_{SIW}	šířka vlnovodu integrovaného do substrátu	(mm)
\bar{a}	normalizovaná šířka ekvivalentního vlnovodu	(mm)
k_x	parametry pro výpočet šířky vlnovodu SIW	(mm)
L_{coup}	mezera mezi středovými prokovy u vazebního členu	(mm)
L_{coup2}	délka vnitřní řady prokovů u vazebního členu	(mm)
L_{prokov}	délka krajní řady prokovů u vazebního členu	(mm)

L_{ant}	délka řady prokovů pro umístění antény	(mm)
O_x	vzdálenost rohového prokovu od stěny v ose x	(mm)
O_y	vzdálenost rohového prokovu od stěny v ose y	(mm)
W	šířka flíčku	(mm)
ΔL	prodloužení délky flíčku	(mm)
L_{eff}	efektivní délka flíčku	(mm)
L	délka flíčku	(mm)
W_m	šířka napájecího vedení	(mm)
G	vodivost	(mS)
Z	impedance	(Ω)
y_0	hloubka zapuštění	(mm)
dw	odsazení napájecího vedení od výřezu	(mm)
W_t	šířka přizpůsobovacího vedení	(mm)
L_t	délka přizpůsobovacího vedení	(mm)
λ_{prac}	pracovní vlnová délka	(mm)
λ_g	vlnová délka ve vlnovodu	(mm)
L_{slot}	délka štěrbin	(mm)
W_{slot}	šířka štěrbin	(mm)
l_s	odsazení štěrbin	(mm)
x_s	odsazení štěrbin od středu vlnovodu	(mm)
d_{offset}	odsazení dvou štěrbin od sebe	(mm)
α	úhel naklonění štěrbin	($^\circ$)
S	zvětšení druhé štěrbin u vícevrstvého přechodu	(mm)
Θ_x	elevační úhel v ose x	($^\circ$)
Θ_y	elevační úhel v ose y	($^\circ$)
Φ_x	úhel v azimutu	($^\circ$)
$tg \delta$	ztrátový činitel	
Λ	vlnová délka	(m)
S_{11}	činitel odrazu na vstupu brány 1	(dB)
S_{22}	činitel odrazu na vstupu brány 2	(dB)
S_{33}	činitel odrazu na vstupu brány 3	(dB)
S_{44}	činitel odrazu na vstupu brány 4	(dB)
S_{21}	činitel přenosu mezi bránou 1 a 2	(dB)
S_{23}	činitel přenosu mezi bránou 3 a 2	(dB)
S_{24}	činitel přenosu mezi bránou 4 a 2	(dB)
S_{25}	činitel přenosu mezi bránou 5 a 2	(dB)
S_{26}	činitel přenosu mezi bránou 6 a 2	(dB)
S_{27}	činitel přenosu mezi bránou 7 a 2	(dB)
S_{28}	činitel přenosu mezi bránou 8 a 2	(dB)

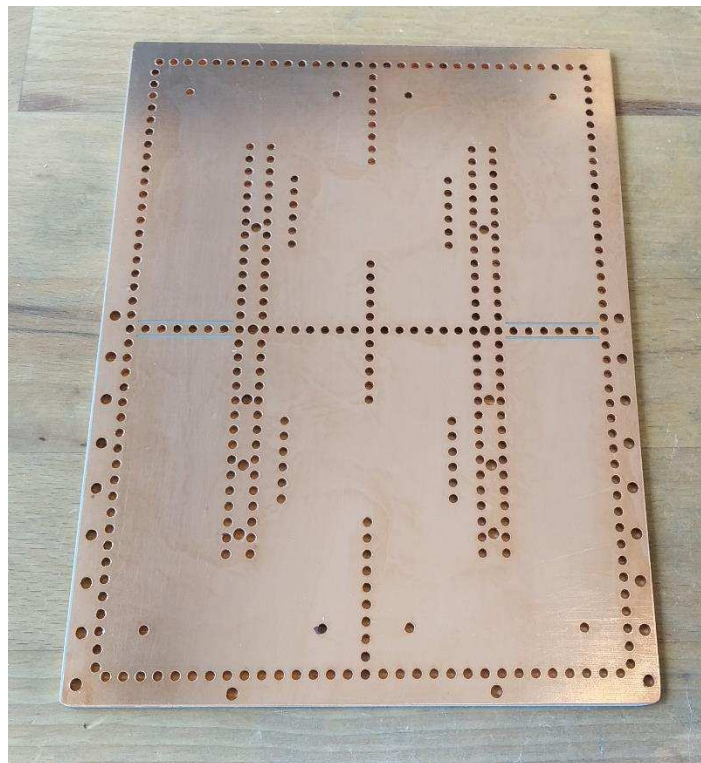
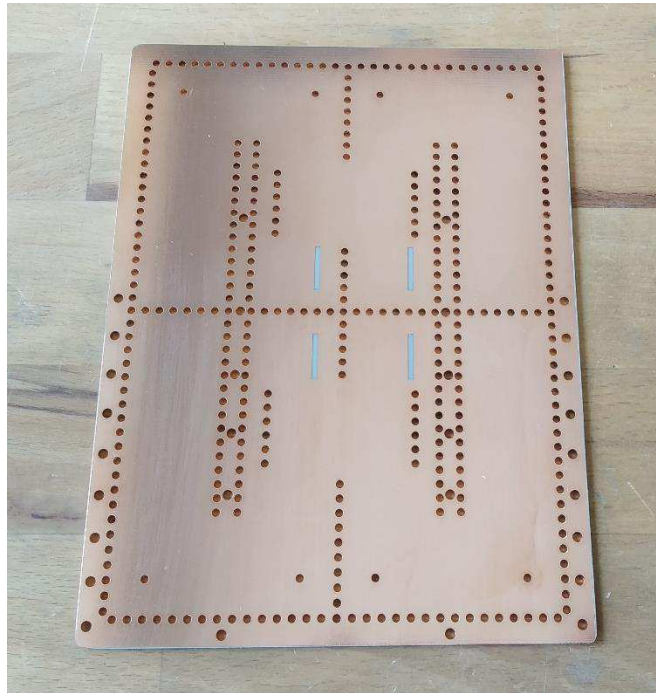
SEZNAM PŘÍLOH

PŘÍLOHA A - FOTOGRAFIE POLE FLÍČKŮ.....	94
PŘÍLOHA B - FOTOGRAFIE NAPÁJECÍ SÍTĚ.....	95
PŘÍLOHA C - FOTOGRAFIE VAZEBNÍCH ČLENŮ.....	96
PŘÍLOHA D - FOTOGRAFIE UMÍSTĚNÍ ANTÉNY PRO DOMÁCÍ MĚŘENÍ.....	97

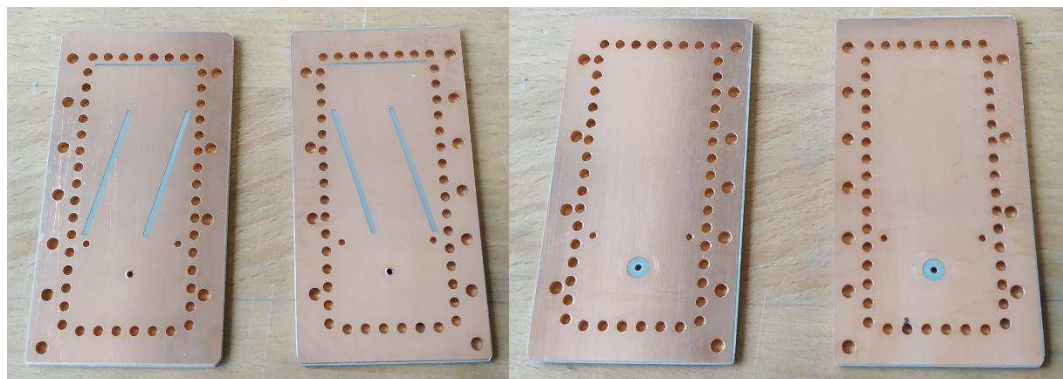
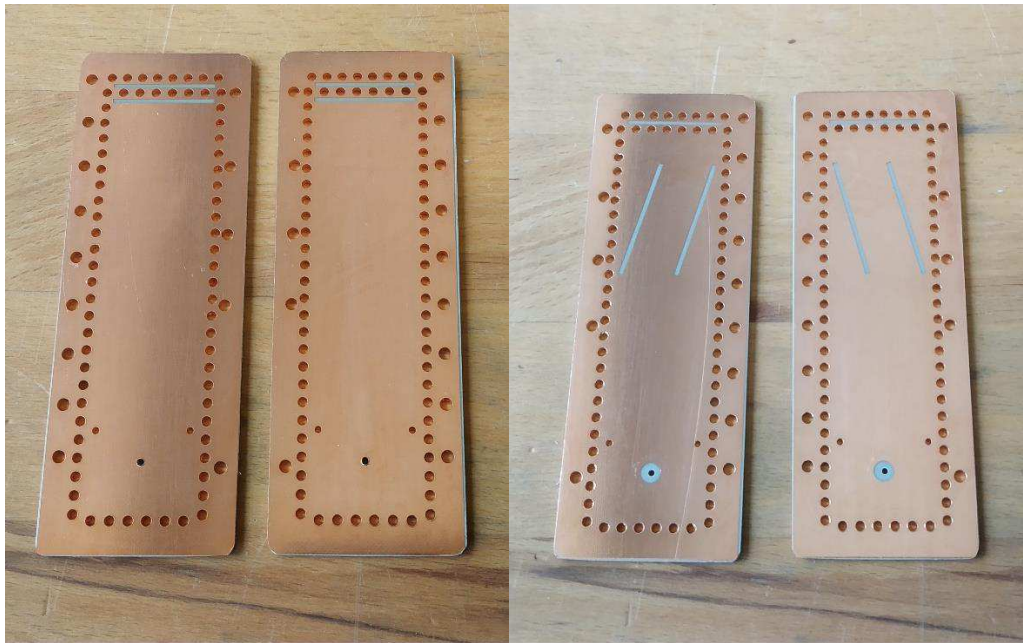
Příloha A - Fotografie pole flíčků



Příloha B - Fotografie napájecí sítě



Příloha C - Fotografie vazebních členů



Příloha D - Fotografie umístění antény pro domácí měření

