

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky  
a komunikačních technologií

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Brno, 2023

Bc. Milan Horník



# 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

# OMEZENÍ VZÁJEMNÉ VAZBY ELEMENTŮ PLANÁRNÍCH ANTÉNNÍCH ŘAD

MUTUAL COUPLING REDUCTION TECHNIQUES IN MICROSTRIP PATCH PHASED ARRAYS

## DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

## AUTOR PRÁCE

AUTHOR

**Bc. Milan Horník**

## VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

**Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.**

**BRNO 2023**

# Diplomová práce

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

Ústav radioelektroniky

**Student:** Bc. Milan Horník

**ID:** 203563

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2022/23

**NÁZEV TÉMATU:**

## Omezení vzájemné vazby elementů planárních anténních řad

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je prozkoumat a navrhnout způsob snížení vzájemné vazby ve fázovaných anténních systémech. Seznamte se s mechanismy vzniku vzájemné vazby mezi anténními prvky fázovaných řad a jejich analýzou pomocí elektromagnetického simulátoru CST Studio Suite. Dále se zaměřte na studium metod realizujících omezení vzájemné vazby. Výstupem bude srovnávací studie zahrnující dostupné techniky redukce vazby v planárních anténních řadách. Ověřte parametry několika vybraných technik redukce vazby pomocí simulace v programu CST.

Na základě srovnávací studie a znalosti vazebních mechanismů navrhnete vhodnou metodu nebo kombinaci metod redukce vzájemné vazby. Navrženou metodu implementujte v planární anténní řadě a ověřte její vlastnosti v programu CST. Navrženou metodu ověřte experimentálním měřením. Porovnejte a diskutujte výsledky měření s výsledky získanými v programu CST.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] GANGWAR, Deepak, et al. Reduction of mutual coupling in metamaterial based microstrip antennas: the progress in last decade. *Wireless personal communications*, 2014, 77(4), 2747-2770.
- [2] NADEEM, Iram, et al. Study on mutual coupling reduction technique for MIMO antennas. *IEEE access*. 2019, 7, 563-586.

**Termín zadání:** 6.2.2023

**Termín odevzdání:** 22.5.2023

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

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

### UPOZORNĚNÍ:

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

## **Abstrakt**

Tato diplomová práce se zabývá zkoumáním mechanismů vzniku vzájemné vazby a jejím potlačením mezi dvojicí flíčků umístěných nad společnou zemní rovinou. Součástí práce je rozbor vzniku vzájemné vazby a návrh technik zabývajících se jejím potlačením. Pro analýzu vzájemné vazby byla navržena dvojice flíčkových elementů v obou polarizacích a zkoumána jejich vzájemná vazba. Na základě prostudování dostupných opatření pro potlačení vzájemné vazby byla vybrána vhodná kombinace opatření. Anténa navržená s použitím těchto opatření byla simulována a posléze vyrobena. Se zájmem byla použita technika potlačení rozšířena na pole elementů 8x1 a vyzkoušena funkce fázové anténní řady.

## **Klíčová slova**

Vzájemná vazba antén, Flíčková anténa, Fázované anténní řady, EBG, Multi-substrátová technika, CST Microwave Studio, S pásmo

## **Abstract**

This thesis deals with the investigation of the mechanisms of the formation of mutual coupling and its suppression between a pair of patches located above the common ground plane. The thesis includes an analysis of mutual coupling formation and a proposal of techniques dealing with its suppression. To analyse the mutual coupling, a pair of patch elements in both polarizations was designed and their mutual coupling was investigated. A suitable variation of the techniques was selected based on a study of the available suppression techniques of mutual coupling. The antenna designed by the selected technique was simulated and later produced. With interest, the suppression technique was used, extended to an 8x1 element array, and the function of a phased antenna array was tested.

## **Keywords**

Antenna mutual coupling, Phased array antenna, Phased array antennas, EBG, Multi-layer Dielectric, CST Microwave Studio, S band

## Bibliografická citace

*Citace tištěné práce:*

HORNÍK, Milan. *Omezení vzájemné vazby elementů planárních anténních řad*. Brno, 2023. Dostupné také z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151748>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Tomáš Mikulášek.

*Citace elektronického zdroje:*

HORNÍK, Milan. *Omezení vzájemné vazby elementů planárních anténních řad* [online]. Brno, 2023 [cit. 2023-05-22]. Dostupné z: <https://www.vut.cz/studenti/zav-prace/detail/151748>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Tomáš Mikulášek

# Prohlášení autora o původnosti díla

<b>Jméno a příjmení studenta:</b>	Milan Horník
<b>VUT ID studenta:</b>	203563
<b>Typ práce:</b>	Diplomová práce
<b>Akademický rok:</b>	2022/23
<b>Téma závěrečné práce:</b>	Omezení vzájemné vazby elementů planárních anténních řad

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: 22.května 2023

-----  
podpis autora

## **Poděkování**

Děkuji vedoucímu diplomové práce panu Ing. Tomáši Mikuláškoví, Ph.D a konzultantovi ing. Janu Puskelymu, Ph.D. za odborné vedení, konzultace, trpělivost a podnětné návrhy k práci

V Brně dne: 22.května 2023

-----  
podpis autora

# Obsah

<b>1. TEORETICKÝ ZÁKLAD.....</b>	<b>12</b>
1.1 ANTÉNNÍ FÁZOVÁNA ŘADA .....	13
1.2 NAPÁJENÍ FLÍČKOVÝCH ANTÉN .....	16
1.2.1 Galvanické napájení .....	16
1.2.2 Napájení nepřímé, EM vazbou .....	17
1.3 ROZLOŽENÍ EL. POLE V BLÍZKOSTI FLÍČKU .....	18
1.4 POLARIZACE.....	19
1.5 ŠÍRKA PÁSMA .....	20
<b>2. ROZBOR PROBLEMATIKY .....</b>	<b>23</b>
2.1 NÁVRH ZKOUMANÝCH ANTÉN.....	23
2.1.1 Anténa napájená koaxiální sondou .....	23
2.1.2 Anténa napájená mikropáskem se štěrbinou .....	27
2.2 ANALÝZA VZÁJEMNÉ VAZBY MALÉ ANTÉNNÍ ŘADY O DVOU FLÍČCÍCH .....	30
2.3 VYHODNOCENÍ VZÁJEMNÉ VAZBY DLE SIMULAČNÍCH SOND .....	34
2.4 VYHODNOCENÍ VZÁJEMNÉ VAZBY DLE ČINITELE PŘENOSU .....	37
2.5 ANALÝZA VLIVU VÝŠKY SUBSTRÁTU A PERMITIVITY NA ÚROVEŇ POSTRANNÍHO ZÁŘENÍ .....	41
<b>3. NÁVRH NOVÉ STRUKTURY POTLAČENÍ VZÁJEMNÉ VAZBY .....</b>	<b>44</b>
3.1 PŘEHLED DOSTUPNÝCH TECHNIK .....	44
3.1.1 EBG struktury (electromagnetic bandgap structures) .....	44
3.1.2 Metamateriály .....	46
3.1.3 Vysoko impedanční struktury HIES (high impedance electromagnetic surfaces) [21].....	46
3.1.4 Rezonanční technika .....	47
3.1.5 DGS (defected ground structures) .....	47
3.1.6 Vícevrstvé substráty o rozdílných permitivitách .....	48
<b>4. NAVRŽENÁ METODA PLANÁRNÍ STRUKTURY EBG NA VÍCEVRSTVÉM SUBSTRÁTU .....</b>	<b>50</b>
4.1 NAVRŽENÁ ANTÉNA V ROVINĚ E.....	51
4.1.1 Rozbor struktur EBG.....	55
4.1.2 Analýza rozptylu hodnot pro rovinu E .....	56
4.1.3 Rozbor účinnosti jednotlivých použitých metod v rovině E.....	57
4.2 NAVRŽENÁ ANTÉNA V ROVINĚ H .....	58
4.2.1 Analýza rozptylu hodnot pro rovinu H.....	62
4.2.2 Rozbor účinnosti jednotlivých použitých metod v rovině H .....	63
4.3 ANTÉNNÍ ŘADA O OSMI ELEMENTECH.....	64
<b>5. ZÁVĚR.....</b>	<b>69</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Šíření elektromagnetického pole mezi anténními prvky ovlivňující vzájemnou vazbu. ....	12
1.2	Princip fázované anténní řady .....	13
1.3	Vliv na vyzařování při vynechání okrajových prvků [4].....	15
1.4	Ukázka flíčku napájeného mikropáskem.....	16
1.5	Ukázka flíčku napájeného koaxiální sondou .....	17
1.6	Ukázka napájení štěrbinou a rozložení magnetického pole na štěrbině z pohledu na její rezonanční délku.....	17
1.7	Ukázka vazebního napájení.....	18
1.8	Rozložení proudu, napětí a impedance na čtvercovém flíčku. Rozložení siločar elektrického pole pro flíček a jeho okolí.....	18
1.9	Rozložení distribuce elektrického pole pro řez flíčku ze strany W a L .....	19
1.10	Ukázka dvojitého flíčkového elementu [10] .....	21
1.11	Ukázka dutinového rezonátoru pod flíčkovým elementem [11] .....	22
2.1	Okótovaná flíčková anténa napájená koaxiální sondou.....	25
2.2	Činitel odrazu pro anténu napájenou koaxiální sondou.....	25
2.3	Simulovaná reálná a imaginární část impedance flíčku napájeného koaxiální sondou .....	26
2.4	Realizovaný zisk pro anténu napájenou koaxiální sondou .....	26
2.5	Flíčková anténa napájená pomocí štěrbinou.....	28
2.6	Činitel odrazu pro anténu napájenou štěrbinou .....	29
2.7	Simulovaná reálná a imaginární část impedance flíčku napájeného štěrbinou.....	29
2.8	Realizovaný zisk pro anténu napájeného štěrbinou.....	30
2.9	Dvojice flíčků v rovině E .....	31
2.10	Dvojice flíčků v rovině H.....	31
2.11	Vliv rozteče flíčků na závislost činitele přenosu v rovině E a H při napájení koaxiální sondou.....	32
2.12	Vliv rozteče flíčků na závislost činitele přenosu mezi flíčky v rovině E a H pro anténu napájenou štěrbinou.....	32
2.13	Vliv typu napájení flíčků na závislost činitele přenosu v rovině E a H pro $0,6\lambda$ .....	33
2.14	Rozložení pole pro soustavu napájenou koaxiální sondou v rovině E a H.....	33
2.15	Rozložení pole pro soustavu napájenou štěrbinou v rovině E a H .....	34
2.16	Princip šíření s vyznačeným umístěním simulačních sond .....	35
2.17	Grafické znázornění vzájemné vazby pro tři polohy simulační sondy pro flíček napájený štěrbinou .....	36
2.18	Grafické znázornění vzájemné vazby pro tři polohy simulační sondy pro flíček napájený koaxiální sondou .....	36
2.19	Umístění jednotlivých absorbérů. 1) vložený absorbér v substrátu 2) vložený absorbér ve volném prostoru 3) vložený absorbér ve volném prostoru a substrátu 4) vložený absorbér v celém obsahu.....	37
2.20	Činitel přenosu pro flíčky napájené koaxiální sondou v rovině E.....	38
2.21	Statické vyhodnocení intenzity elektrického pole pro flíčky napájené koaxiální sondou v rovině E.....	39
2.22	Grafické vyhodnocení činitele přenosu S <sub>21</sub> pro soustavu napájenou koaxiální sondou .....	40
2.23	Grafické vyhodnocení činitele přenosu S <sub>21</sub> pro soustavu napájenou štěrbinou.....	41
2.24	Vyladěné antény na rezonanční frekvenci 3 GHz .....	42
2.25	Změna permitivity substrátu v ose Z pro napájení štěrbinou .....	43
2.26	Změna výšky substrátu v ose Z pro napájení štěrbinou.....	43
3.1	Obvodové schéma a řez strukturou planární EBG[14].....	45
3.2	Obvodové schéma a řez strukturou EBG s prokovem[14] .....	45

3.3	ukázka navržených minimalizačních struktur EBG UC-EBG [17] s prokovem [16] a UC-EBG [18]	46
3.4	Navržená prstencová struktura RSS [20]	46
3.5	Navržená vysoko impedanční struktura HIS [21]	47
3.6	Navržená rezonanční struktury SMLR [22]	47
3.7	Navržená defektní struktura v zemnicí rovině [23]	47
3.8	Metoda skládaných substrátů ML[25]	48
4.1	vyobrazení antén v rovině E a H	50
4.2	Řez strukturou v rovině E	51
4.3	Navržená a okótovaná struktura v rovině E	52
4.4	Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu se strukturou EBG v rovině E	53
4.5	Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu bez struktury EBG v rovině E	53
4.6	Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině E pro 3 GHz	54
4.7	Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině E bez struktury EBG pro 3 GHz	54
4.8	Disperzní diagram pro planární flíček EBG	55
4.9	Disperzní diagram pro flíček EBG s prokovem	56
4.10	Rozmítání vzduchové mezery v rovině E	57
4.11	Rozmítání nesouladu umístěných substrátů v rovině E	57
4.12	Porovnání jednotlivých metod dle činitele odrazu a přenosu pro anténu v rovině E	58
4.13	Řez strukturou v rovině H	59
4.14	Navržená a okótovaná struktura v rovině H	59
4.15	Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu se strukturou EBG v rovině H	60
4.16	Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu bez struktury EBG v rovině H	61
4.17	Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině H pro 3 GHz	61
4.18	Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině H bez struktury EBG pro 3 GHz	62
4.19	Rozmítání vzduchové mezery pro rovinu H	62
4.20	Rozmítání nesouladu umístěných substrátů v rovině H	63
4.21	Porovnání jednotlivých metod dle činitele odrazu a přenosu pro anténu v rovině E	63
4.22	Řada 8 elementů s flíčky na 3 substrátu (vrchní strana), se strukturou EBG na prvním substrátu	64
4.23	Ukázka vychýlení svazku o 30° dle intenzity elektrického pole pro řadu s nastaveným fázovým posunem dle o 90°	64
4.24	Ukázka 3D vizualizace vychýlení svazku o 60°	65
4.25	Graf skenování pro fázovou anténní řadu pod úhlem 0°, 30° a 60°	66
4.26	S-parametry pro anténní řadu 8 elementů v rovině H	67
4.27	S-parametry pro anténní řadu 8 elementů bez struktury EBG v rovině H	68
4.28	S-parametry pro anténní řadu 8 elementů bez struktury EBG a ML v rovině H	68

# SEZNAM TABULEK

2.1	Rozměry antény napájené koaxiální sondou .....	24
2.2	Tabulka hodnot rozměrů pro anténu napájenou štěrbinou .....	28
2.3	Tabulka s vyhodnocením simulačních sond.....	35
2.4	Tabulka vyhodnocení činitele přenosu S21 pro soustavu napájenou štěrbinou.....	40
2.5	Tabulka vyhodnocení činitele přenosu S21 pro soustavu napájenou koaxiální sondou .....	40
2.6	Tabulka hodnot pro permitivitu a výšku .....	42
3.1	Tabulka zhodnocení dostupných metod .....	49
4.1	Tabulka hodnot rozměry antény v rovině E .....	52
4.2	Tabulka hodnot rozměry antény v rovině H.....	60
4.3	Tabulka účinnosti vyzařování dle zisku hlavního laloku .....	66

# ÚVOD

Práce se zabývá zkoumáním vzájemné vazby mezi anténními prvky umístěnými nad společnou zemní rovinou a návrhem nové struktury na její potlačení. Se vzrůstajícími nároky na přenosovou kapacitu kanálu a rychlost přenosu, roste i složitost návrhu antén. Pro mnoho aplikací jsou vlastnosti samostatného anténního elementu nedostačující a ve výsledku tvoří finální anténní systém soustava elementů, tzv. anténní řada. Pro náročnější aplikace je každý element anténní řady doplněn o fázovací člen, který umožňuje měnit pozici hlavního svazku. Takto vytvořený anténní systém se nazývá fázovaná anténní řada.

Moderní fázované anténní řady musí splňovat přísné nároky na impedanční šířku pásma a vyzařovací vlastnosti (zisk, polarizace, potlačení bočních laloků, oblast skenování). Omezujícím faktorem pro návrh fázované anténní řady je vzájemná vazba mezi jednotlivými anténními elementy. Cílem této práce je analýza vzájemné vazby mezi anténními prvky a návrh vhodné metody pro její potlačení.

Úvodní kapitola je věnována vysvětlení pojmu vzájemné vazby a jejího vlivu na vlastnosti fázovaných anténních řad. Dále jsou probrány základní vlastnosti flíčkových antén jako je napájení, blízké elektrické pole, polarizace a metody pro rozšíření šířky pásma. V další kapitole jsou navrženy dvě jednoduché flíčkové antény s uvedenými vztahy, poté je vytvořeno anténní pole o velikosti dvou flíčků v rovině E a H. Mezi flíčky je zkoumaná vzájemná vazba jak z pohledu simulačních sond, tak z pohledu souhrnného činitele přenosu. Je také zmíněn vliv tloušťky substrátu na vzájemnou vazbu. V další kapitole jsou zmíněny techniky potlačení vzájemné vazby. Další kapitola se zabývá návrhem nové metody pro potlačení vzájemné vazby mezi dvojicí flíčkových elementů pro rovinu E i H. nová metoda je poté rozšířena na osm prvků a vyzkoušena funkce vychylování svazku dle nastavené fáze. Dosažené výsledky této práce jsou shrnuty v závěru.

# 1. TEORETICKÝ ZÁKLAD

V aplikacích, které vyžadují návrh fázované soustavy anténních prvků, je nutné zvážit vliv vzájemné vazby mezi jednotlivými prvky, která může výrazně ovlivnit vlastnosti anténního systému, jako je zisk, šířky pásma, vyzařovací účinnost, impedančního přizpůsobení, popřípadě úroveň bočních vyzařovacích laloků. Omezení vzájemné vazby je řešeno v souvislosti s anténními systémy v mnoha aplikacích jako:

- komunikační systémy, MIMO systémy [1].
- vojenské radarové systémy
- satelitní komunikace
- radioastronomie
- meteorologické radarové systémy a mnoho jiných

V dostupné literatuře lze nalézt mnoho technik, popřípadě jejich kombinace pro snížení vazebního efektu mezi anténními prvky. Volba techniky potlačení vzájemné vazby se odvíjí od dominantního způsobu šíření elektromagnetického pole mezi anténními prvky. Existují tři hlavní možnosti, viz. Obrázek 1.1.:

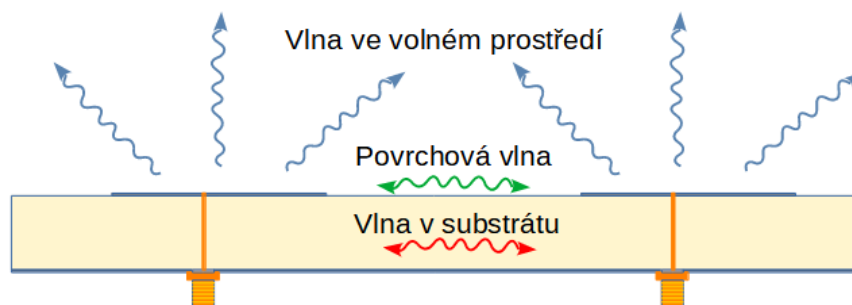
Vzájemná vazba volným prostorem (free space waves)

Vzájemná vazba substrátem (surface waves)

Vzájemná vazba na rozhraní vzduch/substrát (lateral waves)

Stěžejní pro návrh řešení je vzdálenost mezi anténními prvky. Obecně lze říct, že se zmenšující se roztečí mezi prvky vzájemná vazba roste. Vzhledem k tomu, že techniky potlačení vzájemné vazby jsou převážně náročné na prostor, je návrh vhodné metody složitý.

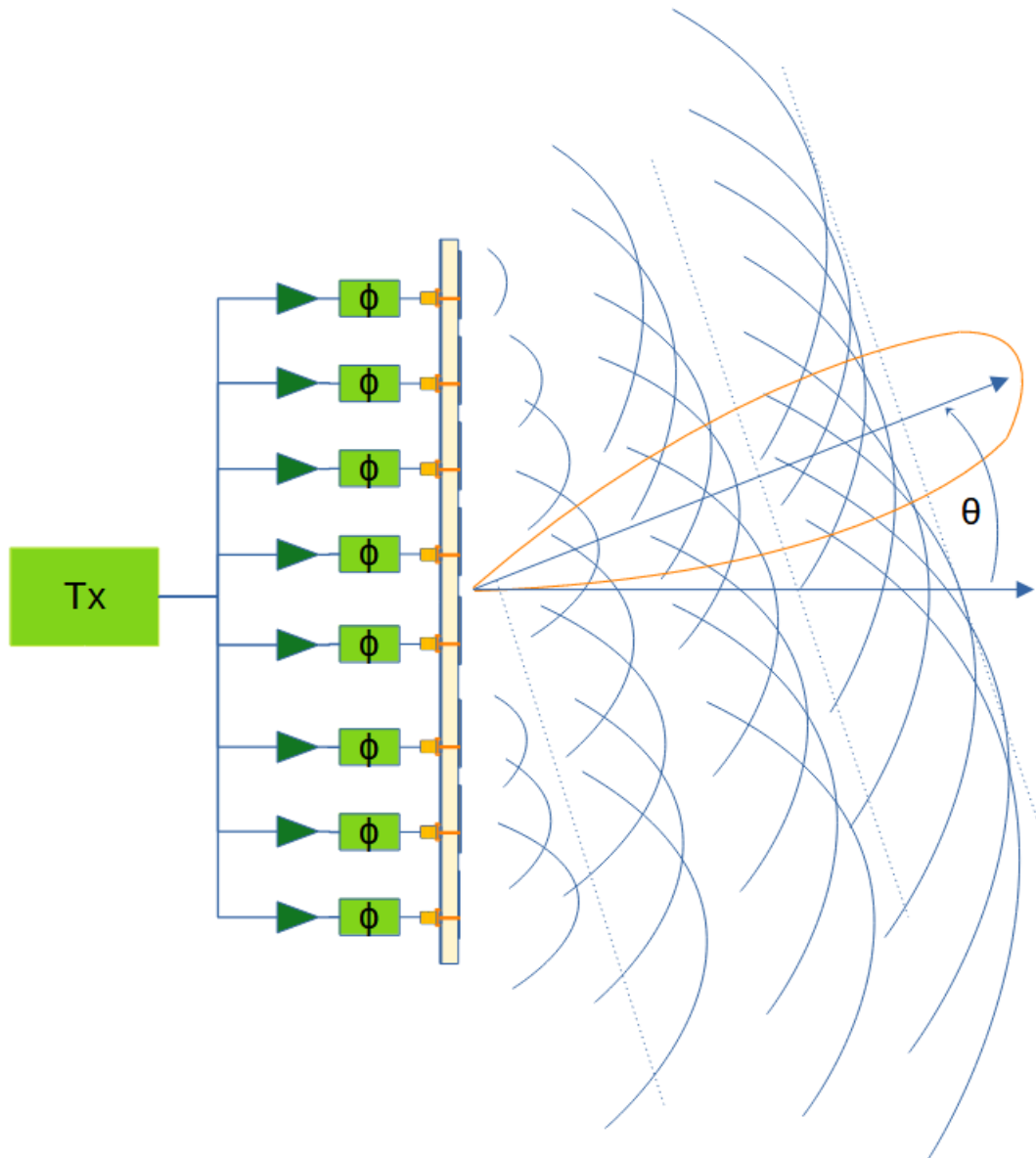
Vhodnou metodu je nutno vybrat v závislosti na aplikaci a požadované vzdálenosti mezi elementy. Přehled současných metod pro potlačení vzájemné vazby mezi elementy bude rozebrán v kapitole 3.



Obrázek 1.1 Šíření elektromagnetického pole mezi anténními prvky ovlivňující vzájemnou vazbu.

## 1.1 Anténní fázována řada

Pro účely této práce postačí vysvětlení pojmu planární fázovaná anténní řada v obdélníkové mřížce. Jedná se o soustavu planárních prvků umístěných v rovině s danou konstantní roztečí mezi prvky v obou osách.



Obrázek 1.2 Princip fázované anténní řady

Návrhovými parametry fázované anténní řady jsou vzájemná rozteč mezi prvky a fázový krok mezi jednotlivými prvky. Změnou těchto parametrů je možné měnit vyzářovací charakteristiku fázové řady. Každý z prvků je samostatně napájen přes

fázovací člen, jenž umožňuje nastavit zpoždění průchozího signálu pro každý kanál individuálně [2]. Zesilovačem umístěným před fázovým členem je možné měnit amplitudu signálu u každého prvku. Změnou fáze mezi jednotlivými prvky řady je možno vytvořit svazek v požadovaném směru. Hodnotu fázového posunu mezi jednotlivými prvky lze určit ze vztahu (1.1),[3]

$$\Delta\Phi = \frac{2\cdot\pi}{\lambda} d \sin \theta \frac{180}{\pi}, \quad (1.1)$$

Kde:  $\theta$  je vychýlení hlavního svazku od osy antény  
 $d$  je rozteč mezi elementy  
 $\lambda$  je vlnová délka  
 $\Delta\varphi$  je fázový posun mezi sousedními elementy

S rostoucím počtem prvků se při optimální vzdálenosti mezi prvky zmenšuje šířka vyzařovaného svazku, a tím zlepšuje rozlišovací schopnost antény. Je-li hlavní svazek vychylován a rozteč mezi prvky je větší než  $0,5\lambda$ , mohou se ve vyzařovacím diagramu objevit difrakční laloky. Pro rozteč  $0,5\lambda$  a menší se difrakční laloky ve vyzařovacím diagramu nevyskytují.

Pro tvarování směrového diagramu fázované anténní řady lze využít syntézu, pomocí které se mění nejen fázové rozložení, ale i rozložení amplitud na jednotlivých elementech. Výhodou této techniky je potlačení boční laloky a zúžení hlavního svazku. Vhodná váhovací okna pro syntézu jsou [2]:

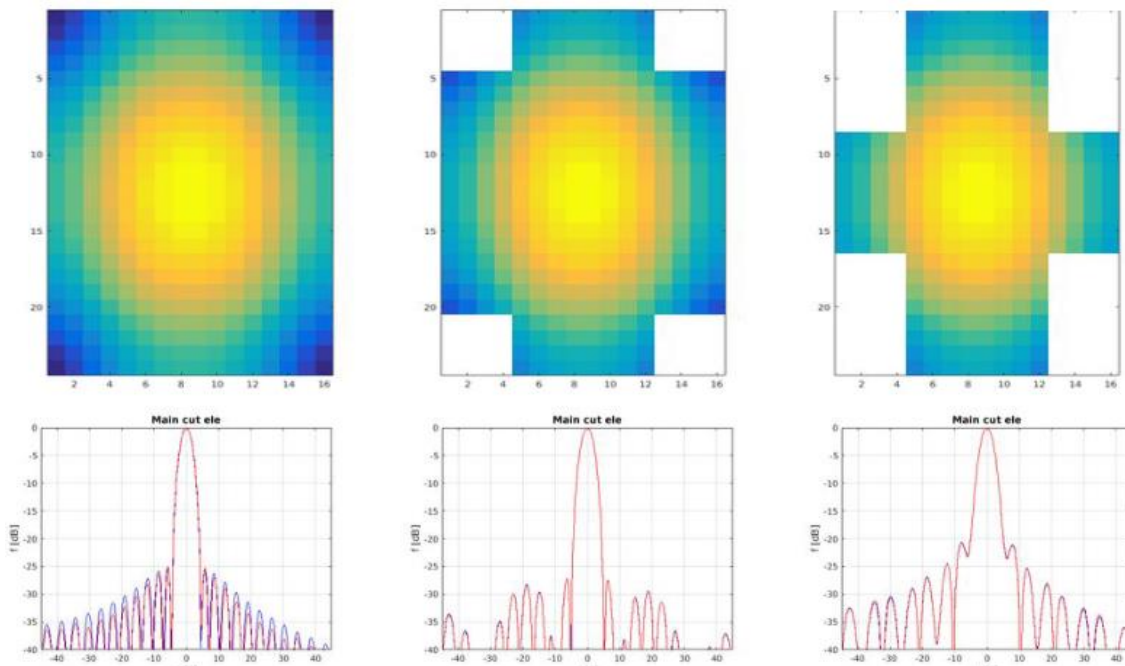
- Lineární váhování – každému elementu řady je přidělena stejná váha amplitudy, což vede k rovnoměrnému rozdělení výkonu na plochu řady
- Gaussovo váhování – hlavní výkon řady je soustředěn na střed, ke krajům výkon klesá dle normálního rozdělení.
- Taylorovo váhování – umožňuje rozdělit výkon dle specifické potřeby pomocí polynomu taylorovy řady
- Hammingovo váhování – využívá okenního filtru pro omezení vedlejších laloků zlepšení směrovosti
- Barletovo váhování – výkon ve středu řady je mnohem významnější než na krajích, kde se postupně od středu snižuje.
- Fázová syntéza – jedná se o metodu, dle které jen změnou fáze je možné měnit vyzařovací charakteristiku řady, nevýhodou techniky je větší zvlnění
- prostorové váhování (Space tapering) – rozteč mezi vyzařovacími elementy není konstantní

Hlavní výhoda anténní řady spočívá v rychlé změně směru hlavního svazku, a to v řádu mikrosekund. Jisté omezení může spočívat ve skenovacím rozsahu, které je omezeno vyzařovacím diagramem samotného anténního prvku. Toto omezení lze vyřešit

návrhem konformní anténní řady, která umožňuje zvětšit rozsah skenování až na  $180^\circ$  [2][3]. Nevýhodou je složitější návrh takového systému.

Z pohledu funkčnosti anténního systému se anténní řada navrhuje tak, aby selhání jednoho či více elementů nevedlo k vyřazení celého systému z provozu, tento problém lze řešit přístupem, jenž jen minimálně omezí funkci antény při malé poruše [4].

Dále lze při návrhu fázované řady vynechat některé prvky, a to převážně ty na krajích, jenž mají zanedbatelný vliv na postranní laloky či zisk, jelikož amplituda je v těchto okrajových elementech minimální, v závislosti na syntéze. Vliv na směrovou charakteristiku při různém počtu vynechaných prvků je možné vidět na obrázku 1.3.



Obrázek 1.3 Vliv na vyzařování při vynechání okrajových prvků [4].

Anténní fázovanou řadu je možné najít ve spoustě aplikací, ale převážně v radarové technice, kde se ujala díky její schopnosti přesně a rychle vychylovat svazek. V moderních stíhacích letounech se usazuje na příď letadla, kde se dá také využít pro navádění rychle se pohybujících raket. V pozemních radarech slouží jako aktivní radar pro přesnou detekci cílů.

Existuje několik přístupů k napájení fázové anténní řady, jedná se o Reflektorové napájení. Struktura by se dala rozdělit na dvě části, odraznou plochu a vysílací, přičemž odrazná plocha je tvořena s reflexní mřížkou flíčkových elementů a o vysílání se stará jediná anténa. Reflektorové napájení soustavy čoček: jedná se o podobnou strukturu jako u reflexní metody s tím rozdílem, že pole odrazných flíčků je nahrazeno soustavou dielektrických čoček, přes které jde signál z antény a změnou fáze čoček se mění



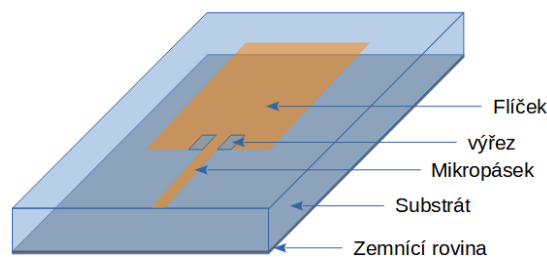
vychýlení svazku. U soustavy samotných zářičů je každý anténní prvek samostatným zářičem či jsou spřaženy do řad. Speciální kategorií této metody jsou Rotmanovy čočky, které umožňují formovat vlnu pouhou změnou napájecího vstupu čočky, konstrukce čočky bývá vyleptána. [2]

## 1.2 Napájení flíčkových antén

Napájení flíčkových antén je důležitou částí celé antény a existuje několik způsobů, jak jej uskutečnit, přičemž každá metoda má své specifické vlastnosti. Tyto techniky lze rozdělit do dvou kategorií: přímé galvanické napájení a napájení vazbou.

### 1.2.1 Galvanické napájení

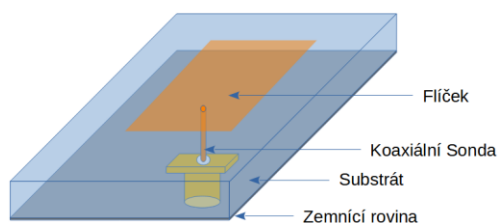
Napájení mikropáskem – Napájení flíčkových antén pomocí mikropásku představuje jednu z možností, jak signál přivést k anténě pomocí kontaktního spojení napájecího mikropásku s flíčkovou anténou. U této metody je možné pomocí šířky mikropásku a permitivity substrátu měnit impedanci napájení, která je standardně 50 ohmů. Jelikož má flíčková anténa na své hraně definovanou impedanci, je na snadě přizpůsobit impedanci pomocí zářezu v samotném flíčku. Na obrázku 1.4 je vyobrazena struktura napájení. Výhodou této metody je jednoduchost, snadné přizpůsobení impedance a fakt, že je napájení umístěné na stejném substrátu jako samotná anténa. Nevýhodou však je limitovaná šířka pásma použitelnosti, a při tlustších substrátech může dojít k parazitnímu vyzařování a problému s větší úrovní cross-polarizace [5].



Obrázek 1.4 Ukázka flíčku napájeného mikropáskem.

Napájení koaxiální sondou – jedná se o další kontaktní metodu, kde je vstupní signál přiveden do flíčku přes substrát pomocí koaxiálního konektoru. Střední vodič konektoru je přiveden přes substrát a pevně spojen s flíčkem, zatímco venkovní část konektoru je pevně spojena se zemnicí rovinou antény. Koaxiální konektor má již od výroby nastavenou impedanci, která je obvykle 50 nebo 75 ohmů a závisí na průměru středního vodiče, průměru dielektrika a jeho permitivitě. Impedance napájení je přizpůsobena k impedanci antény pomocí umístění konce středního vodiče v optimální vzdálenosti od kraje flíčku. Na obrázku 1.5 je vyobrazena struktura napájení. Výhodou této metody je snadné přizpůsobení napájení k impedanci antény a nízká míra parazitního vyzařování.

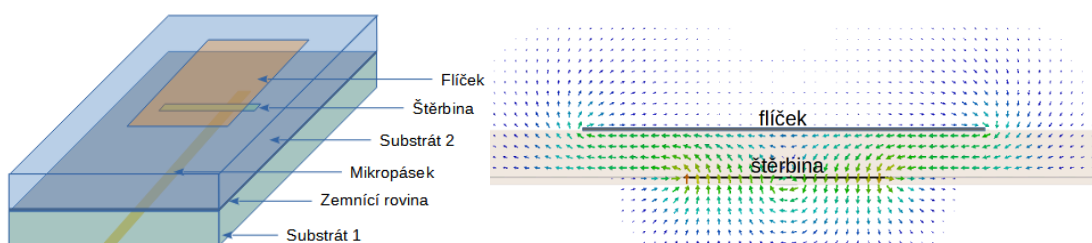
Nevýhodou je úzká šířka pásma použitelnosti a vysoká míra bočního vyzařování při vyšších tloušťkách substrátu [5].



Obrázek 1.5 Ukázka flíčku napájeného koaxiální sondou

### 1.2.2 Napájení nepřímé, EM vazbou

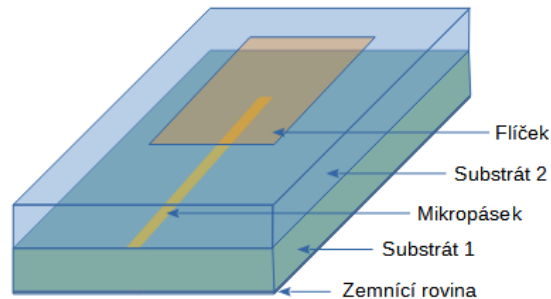
Napájení štěrbinou – jedná se o bezkontaktní metodu napájení, která se skládá minimálně ze dvou substrátů. Energie z mikropásku je vazebná se štěrbinou v zemní rovině na flíčkový element. U mikropásku je výhodné použít substrát s vysokou relativní permitivitou a nízkým profilem, zatímco u substrátu pod flíčkovým elementem je výhodnější substrát použít nižší permitivitou. Přizpůsobení impedance je dosaženo pomocí délky přesahu mikropásku nad rámec štěrbinu, ale také rezonanční délkou štěrbinu. Štěrba je magnetický dipól, který je vhodné umístit na střed flíčku v oblasti minimálního elektrického pole a maximálního magnetického pole, což zajišťuje magnetickou vazbu. Na obrázku 1.6 je vyobrazena struktura napájení touto metodou s ukázkou vazby štěrbinu a flíčku dle siločar a intenzity elektrického pole. Výhodou této metody je polarizační čistota vybuzení bez příčné polarizace a minimalizace rušivého záření díky izolaci uzemňovací roviny. Je také typická menším parazitním vyzařováním. Nevýhodou je složitost výroby, kde je nutné přesně umístit všechny substráty. [5],[6].



Obrázek 1.6 Ukázka napájení štěrbinou a rozložení magnetického pole na štěrbině z pohledu na její rezonanční délku.

Vazební napájení z mikropásku – jedná se o bezkontaktní metodu napájení, která je realizována pomocí dvou substrátů a mikropásku umístěného mezi substráty. V tomto návrhu není použita zemní rovina, přizpůsobení napájení k flíčku lze provést pomocí

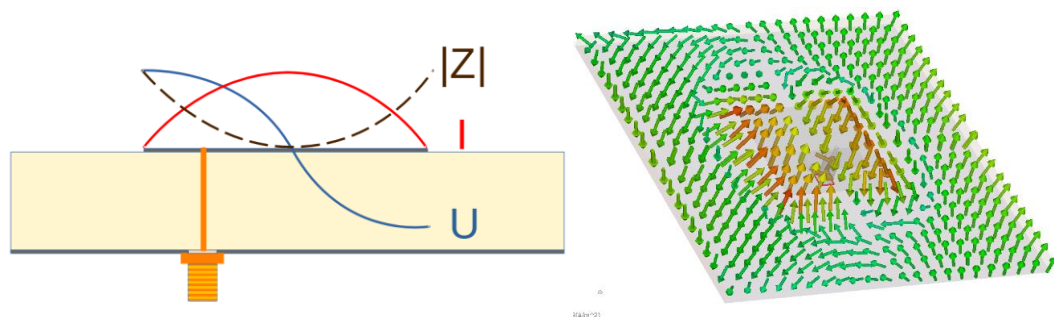
délky napájení a šířky mikropásku. Na obrázku 1.7 je vyobrazeno napájení. Výhodou této metody je větší šířka pásma a nízké parazitní vyzařování. Nevýhodou této varianty je složitost výroby.[5]



Obrázek 1.7 Ukázka vazebního napájení.

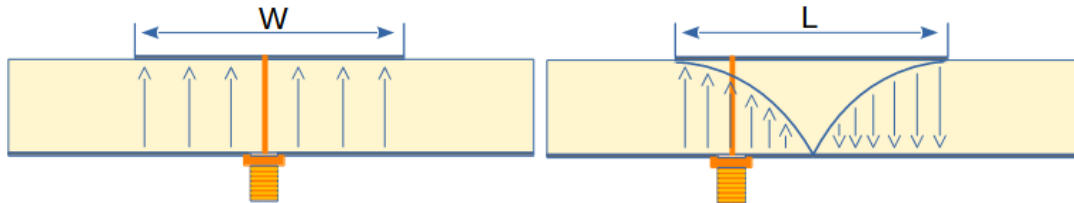
### 1.3 Rozložení el. pole v blízkosti flíčku

Pro účely vytvoření struktur potlačujících blízké pole v okolí antény je užitečné porozumět rozložení blízkého elektrického pole v substrátu. Rozložení napětí a proudu u standardní flíčkové antény je zobrazeno na obrázku 1.8. Maximální intenzita proudu je v prostřední části flíčku, zatímco napětí je maximální na jeho okrajích. Pokud je anténa správně přizpůsobena, dochází ke stojatému vlnění, minima, maxima napětí a proudu se vyskytují na stejných místech. Ve středu flíčkového elementu, kde je proud maximální, je napětí minimální a impedance je nulová. S rostoucí vzdáleností od středu impedance stoupá, což se využívá při přizpůsobení některých typů napájení, jako je napájení koaxiální sondou nebo mikropáskem.



Obrázek 1.8 Rozložení proudu, napětí a impedance na čtvercovém flíčku. Rozložení siločar elektrického pole pro flíček a jeho okolí

Obrázek 1.9 popisuje rozdílné rozložení elektrického pole pro flíčkový element v rovině ze strany rezonanční L a nerezonanční W. Ze strany W jsou siločáry elektrického pole uniformní distribuce, přičemž ze strany L se jedná o Kosinovu distribuci [7]



Obrázek 1.9 Rozložení distribuce elektrického pole pro řez flíčku ze strany W a L

## 1.4 Polarizace

Flíčkové antény se vyskytují v mnoha variantách dle potřeby použití. Polarizace antény je přímo závislá na geometrii flíčku a směru procházejícího proudu. Dala by se rozdělit na tři základní skupiny a to:

Lineární polarizace – při této polarizaci je elektrické pole antény orientováno pouze v jednom směru. Lineární polarizace může být buď horizontální, vertikální nebo diagonální, v závislosti na orientaci antény. Může se jednat o jednoduché čtvercové flíčky. [6]

Kruhová polarizace – při této polarizaci se elektrické pole pohybuje po kružnici, buď pravotočivě nebo levotočivě. Pro ideální případ kruhové polarizace platí, že poměr amplitud složek signálu v decibelové míře by měl být roven 0. [6]

Eliptická polarizace – při této polarizaci se elektrické pole pohybuje po elipse s různým poměrem hlavních poloos. Jedná se o speciální případ kruhové polarizace Eliptická polarizace může být buď levotočivá nebo pravotočivá. [6]

Eliptickou polarizaci je možné vybudit tvarem či napájením flíčku z jednoho nebo dvou bodů. Může se jednat o flíčkový element v podobě kružnice, pro eliptickou poté elipsa. Dalším způsobem je seříznutí hran flíčku, popřípadě umístění defektu na střed flíčku. I u ryze čtvercového flíčku je možné vybudit kruhovou polarizaci, a to napájením ve dvou bodech nebo jedním napájecím bodem umístěným v diagonále flíčku. Vhodnou volbou je možné vybudit buď levotočivou nebo pravotočivou polarizaci [6].

Pro použití anténní fázované řady se primárně používají antény s lineární polarizací, avšak existují i výjimky, kdy je vhodnější použít polarizaci kruhovou, a to pro satelitní komunikace navigaci či radary. Výhodou kruhové polarizace je, že není nutné přesně sladit vysílací a přijímací anténu. Dále je odolnější vůči vícecestnému šíření a povětrnostním vlivům, zejména dešti. Dopadne-li vlna s kruhovou polarizací na kapky vody obrátí se její směr, dopadne-li na pevný cíl, polarizace se změní eliptickou [9]. Kruhovou polarizaci lze získat buď anténou s kruhovou polarizací nebo polarizační strukturou, třeba pomocí Meta materiálů [3],[8].

## 1.5 Šířka pásma

Flíčkové antény se vyznačují vysokým číslem jakosti  $Q$ , a to až do hodnoty 100, přičemž šířka pásma je v tomto případě velmi úzká, což může být pro některé aplikace výhodou [6]. Ovšem u anténních fázovaných řad je šířka pásma podstatným kritériem pro přesnost kvality detekování cílů radaru. Tudíž je snaha o pokud možno co největší šířku pásma.

Šířka pásma je parametr, který udává pracovní pásmo antény, jež se vyznačuje zvýšenou účinností vyzařování. Parametr je uváděn v podobě šířky pásma, již je možno vypočítat rozdílem nejvyšší  $f_H$  a nejnižší frekvence  $f_L$ , při nichž poklesne činitel odrazu o -10 dB oproti maximu.

$$B = f_H - f_L, \quad (1.2)$$

Šířku pracovního pásma je možné vyjádřit i v procentech rozdílem nejvyšší a nejnižší frekvence podělené střední frekvencí  $f_0$ . dle:

$$\%B = \frac{f_H - f_L}{f_0}, \quad (1.3)$$

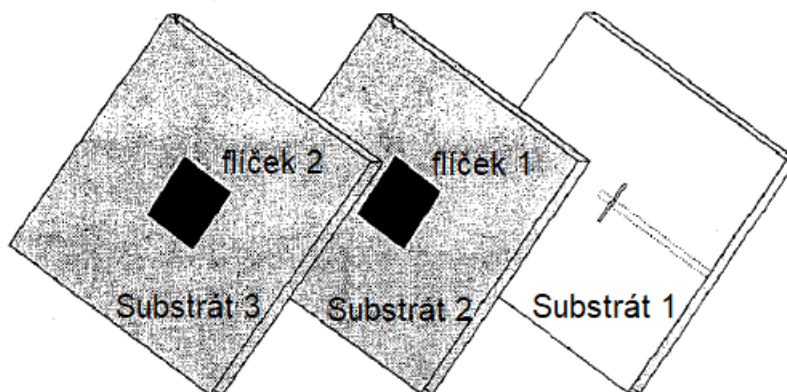
Běžné flíčkové antény jsou úzkopásmové do 4 %.

U flíčkových antén je k dispozici několik způsobů, kterými lze dosáhnout větší šířky pásma.

Tlustý substrát – účinnou metodou pro zvýšení šířky pásma je zvýšení tloušťky substrátu. Se zvyšující se výškou substrátu se také zmenšují rozměry celkové antény, Změnou výšky substrátu lze dosáhnout navýšení šířky pásma až o 20 % [10]. Nevýhodou této metody je větší podíl povrchových vln a bočního vyzařování, jež mají neblahý vliv na vzájemnou vazbu mezi sousedními prvky. Tyto povrchové vlny mají především negativní vliv na výkon z přímého vyzařování, kromě toho mají negativní vliv na vyzařovací charakteristiku a polarizaci. Ovšem existují i případy, kdy je boční vyzařování antén využíváno, a to u anténní řady, kde je každý prvek navržen tak, aby se boční vyzařování sečetlo ve směru bočního šíření. [6]

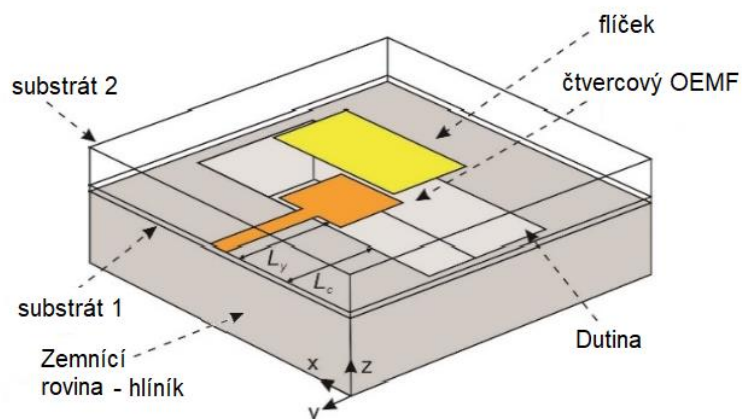
Nízká permitivita – volbou substrátu s nízkou permitivitou je možné upravit šířku pásma až o 10 % [10]. K tomuto účelu je vhodné nejjednodušší využít vzduchovou mezeru, jelikož vzduch má permitivitu blízkou jedné.

Dvojitý flíček – metoda funguje na bázi dvou flíčků o rozdílných rozměrech, jenž jsou umístěné nad sebou a mají společnou vazbu. Rozdílná rezonanční délka flíčku zaručuje dvě rezonanční frekvence, které když jsou ve vhodné vzdálenosti od sebe, zaručují rozšíření pásma až o 30% [10]. U této metody je vhodnější použít napájení štěrbinou.



Obrázek 1.10 Ukázka dvojitého flíčkového elementu [10]

Dutinové – tato technika počítá s dutinovým rezonátorem umístěným pod anténou. Dutina může být pod substrátem [11] nebo i vytvořená pomocí proklovů, obdobně jak je tomu u struktur SIW. Opět se zde uplatňuje více rezonancí, kde flíček a dutina jsou naladěny na rozdílných frekvencích. U této techniky se používá napájení buď štěrbinou nebo vazebním páskem.



Obrázek 1.11 Ukázka dutinového rezonátoru pod flíčkovým elementem [11]

## 2. ROZBOR PROBLEMATIKY

V této kapitole jsou uvedeny teoretické vztahy pro výpočet flíčkové antény napájené pomocí koaxiální sondy a pomocí štěrbinou. Pro oba případy byly vytvořeny modely a dle simulací v CST MS byly obě antény navrženy pro pásmo S, konkrétně na frekvenci 3 GHz. V tomto pásmu je zkoumána vzájemná vazba mezi dvěma prvky pomocí vhodně umístěných simulačních sond a činitele přenosu. V závěru kapitoly byla provedena simulace na ověření příčin vzniku postranního záření u flíčkových antén.

### 2.1 Návrh zkoumaných antén

Pro účely zkoumání vzájemné vazby byly navrženy dvě flíčkové antény, s rozdílem ve způsobu napájení, napájené mikro-páskem s budící štěrbinou a koaxiální sondou. Byla určena rezonanční frekvence na 3 GHz s šířkou pásma mezi 5-10 %, což při poklesu činitele jakosti o -10 dB odpovídá šířce pásma v rozmezí od 150 do 300 MHz. Pro dosažení požadované šířky pásma bylo nutné použít dostatečně tlustý materiál s nízkou permitivitou. Vhodným substrátem byl shledán Rogers 5870 s permitivitou 2,33 a tloušťkou 3,2 mm.

#### 2.1.1 Anténa napájená koaxiální sondou

První zkoumaná flíčková anténa byla napájená koaxiální sondou. Byl uvažován jeden substrát s přihlédnutím na požadovanou rezonanční frekvenci a šířku pásma. Nejdříve se přikročilo ke stanovení rozměrů flíčku.

Pro výpočet šířky flíčku platí tento vztah:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_0} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad [6], \quad (2.1)$$

Relativní efektivní permitivita byla vypočtena dle rovnice (2.6) přičemž musí platit, že:  $W/h > 1$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{W}{h}\right) \quad [6], \quad (2.2)$$

Flíčkový element na substrátu je elektricky delší než je jeho fyzická délka, při realizaci flíčku je nutno vypočtenou délku zkrátit. Zkrácení lze vypočítat dle vztahu:

$$\Delta L = \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3)}{(\epsilon_{reff} - 0,258)} \cdot \frac{\left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{\left(\frac{W}{h} + 0,8\right)} \quad [6], \quad (2.3)$$

Pro celkovou rezonanční délku platí:

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_r \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2 \cdot \Delta L \quad [6], \quad (2.4)$$

Vzdálenost umístění napájení od okraje flíčku.

$$Y_0 = \frac{L}{\pi} \cos^{-1} \left( \sqrt{\frac{R_{in}}{Z_{in}}} \right) \quad [6], \quad (2.5)$$



Kde  $R_{in}$  je impedance mikropásku

Kde impedance na kraji flíčku  $Z_{in}$  se spočítá dle

$$Z_{in} = \frac{1}{2 \cdot G_1} [6], \quad (2.6)$$

Kde reálná část admitance  $G_1$  se spočítá dle

$$G_1 = \frac{W}{120 \cdot \lambda_0} \cdot \left(1 - \frac{1}{24} \cdot (k_0 \cdot h)^2\right) [6], \quad (2.7)$$

Kde Fázová konstanta  $k_0$  se spočítá dle

$$k_0 = 2 \cdot \frac{\pi}{\lambda_0} [6], \quad (2.8)$$

Rozměry výsledné antény jsou uvedeny v tabulce 2.1 a na obrázku 2.1. Činitel odrazu  $S_{11}$  je zobrazen v grafu 2.2, reálná a imaginární část impedance antény je zobrazena v grafu 2.3. Vypočtené hodnoty z tabulky 2.1 nemusí odpovídat hodnotám výsledným již pro naladěnou anténu, jelikož jsou vztahy jen orientační. Šířka pásma byla spočtena dle (1.2) a určena procentuální hodnotou dle (1.3) na 4,3 %. Pro přesné doladění antény na požadovanou frekvenci byl použit vztah (2.9) Realizovaný zisk je zobrazena v 3D grafu na obrázku 2.4.

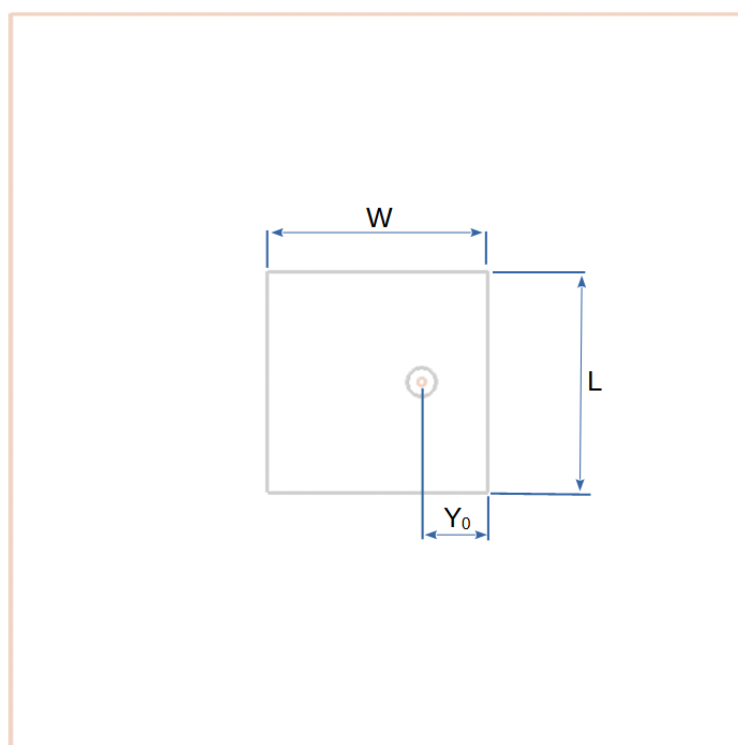
$$L_{plus} = - \left| \frac{f_0}{1 \cdot 10^9} \cdot \frac{L_1}{f_1} \right| + L_1, \quad (2.9)$$

Kde  $f_1$  je aktuální rezonanční frekvence

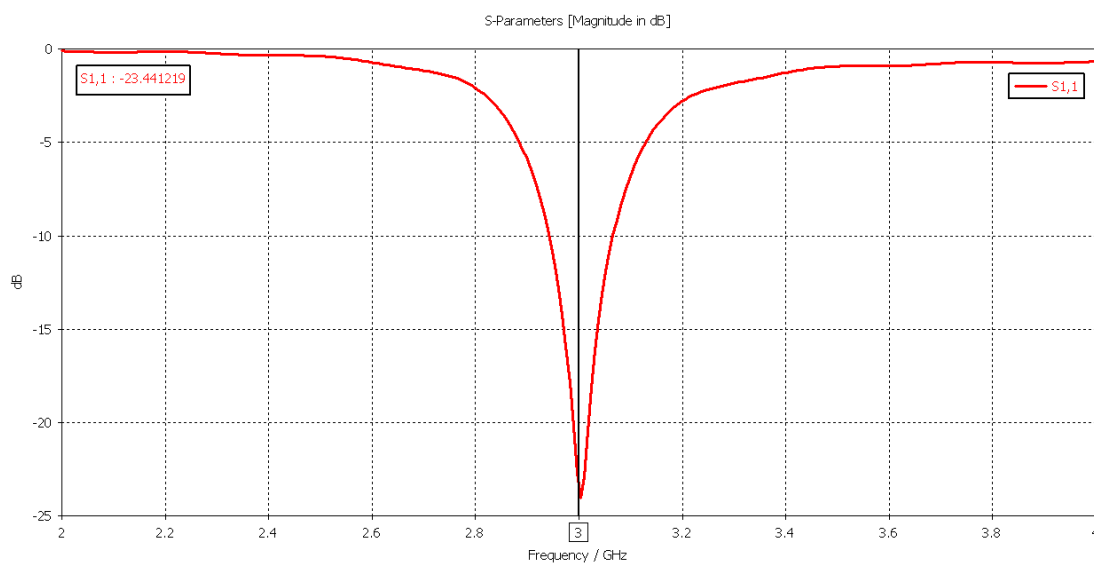
$L_1$  je aktuální délka flíčku

Tabulka 2.1 Rozměry antény napájené koaxiální sondou

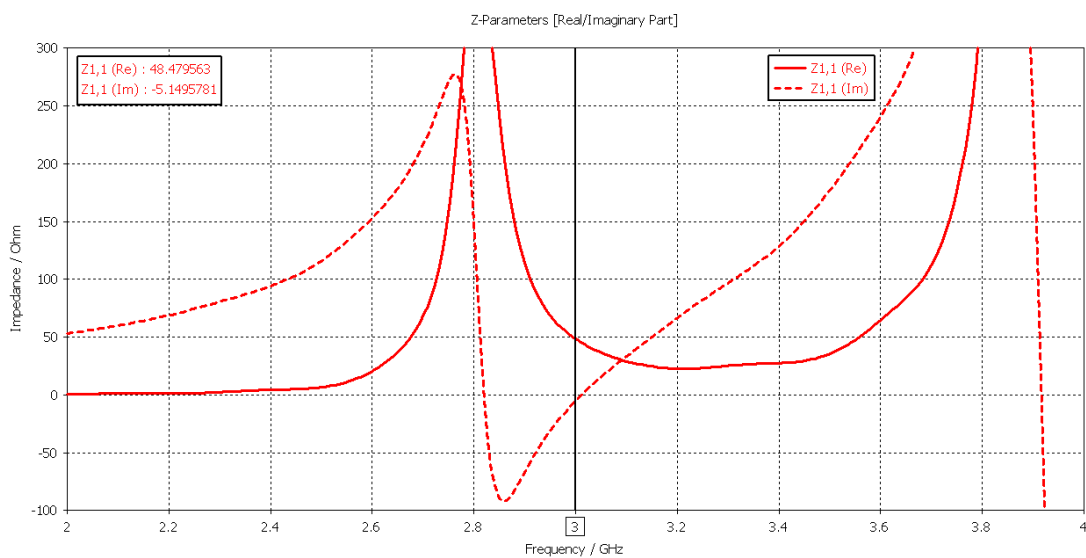
Popis	Značka	Výpočet	Hodnota [mm]
Šířka flíčku	W	38,72	L
Délka flíčku	L	30,91	30
Zasunutí napájení	$Y_0$	9,51	6
Výška substrátu	$h_s$	3,2	3,2



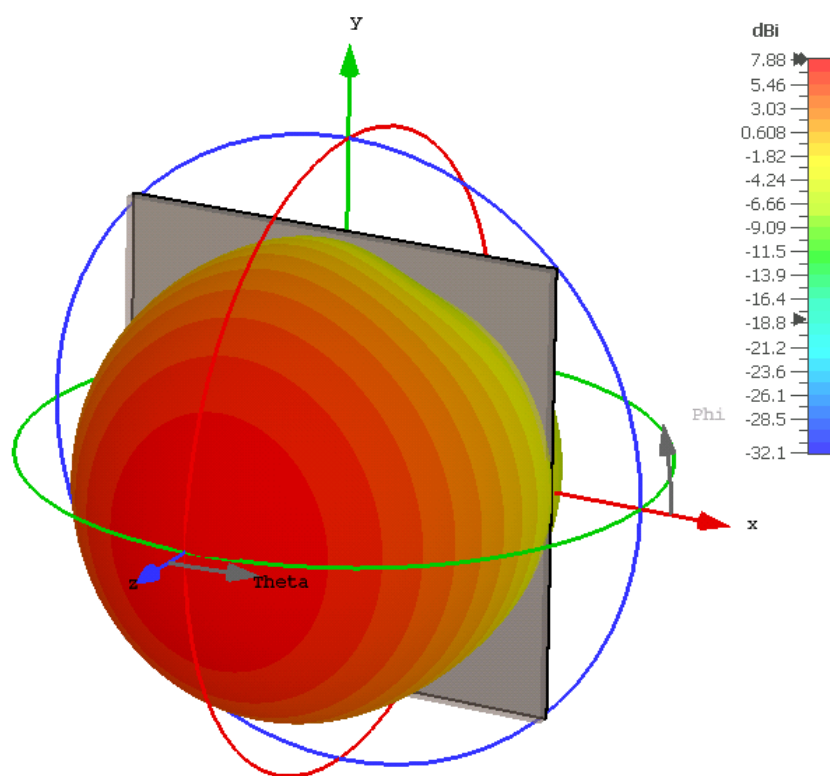
Obrázek 2.1 Okótovaná flíčková anténa napájená koaxiální sondou



Obrázek 2.2 Činitel odrazu pro anténu napájenou koaxiální sondou



Obrázek 2.3 Simulovaná reálná a imaginární část impedance flíčku napájeného koaxiální sondou



Obrázek 2.4 Realizovaný zisk pro anténu napájenou koaxiální sondou

### 2.1.2 Anténa napájená mikropáskem se štěrbinou

Výpočtové vztahy pro anténu napájenou štěrbinou s mikropáskem byly převzaty z článku [12]. Výpočty rozměrů antény jsou založeny na vlnové délce v daném substrátu  $\lambda_g$  pro již platí rovnice:

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lambda_0 \text{ [6]}, \quad (2.10)$$

Kde vlnová délka ve volném prostoru je vyjádřena dle

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0} \text{ [6]}, \quad (2.11)$$

Pro rezonanční délku platí:

$$L = 0,422 \cdot \lambda_g \text{ [12]}, \quad (2.12)$$

Pro šířku flíčku platí:

$$W = 0,317 \cdot \lambda_g \text{ [12]}, \quad (2.13)$$

Pro šířku štěrbiny platí:

$$L_s = 0,019 \cdot \lambda_g \text{ [12]}, \quad (2.14)$$

Pro délku štěrbiny platí:

$$W_s = 0,148 \cdot \lambda_g \text{ [12]}, \quad (2.15)$$

Pro mikropáskové vedení platí impedance  $Z_0 = 50 \text{ ohm}$ , přičemž výpočet šířky je dle.

$$W_P = \left( \frac{120 \cdot \pi}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} - \frac{2}{\pi} - \left( \frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_{reff}-1}{3,7 \cdot \epsilon_{reff}} \right) \cdot \ln \left( \frac{120 \cdot \pi^2}{Z_0 \cdot \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 1 + 1,84 \cdot \frac{\epsilon_{reff}-1}{\epsilon_{reff}} \right) \right) \cdot h \text{ [6]}, \quad (2.16)$$

Pro přizpůsobení mikropásku ke štěrbině je nutné, aby pásek přesáhl štěrbinu o délku  $L_p$

$$L_p = 0,211 \cdot \lambda_g \text{ [12]}, \quad (2.17)$$

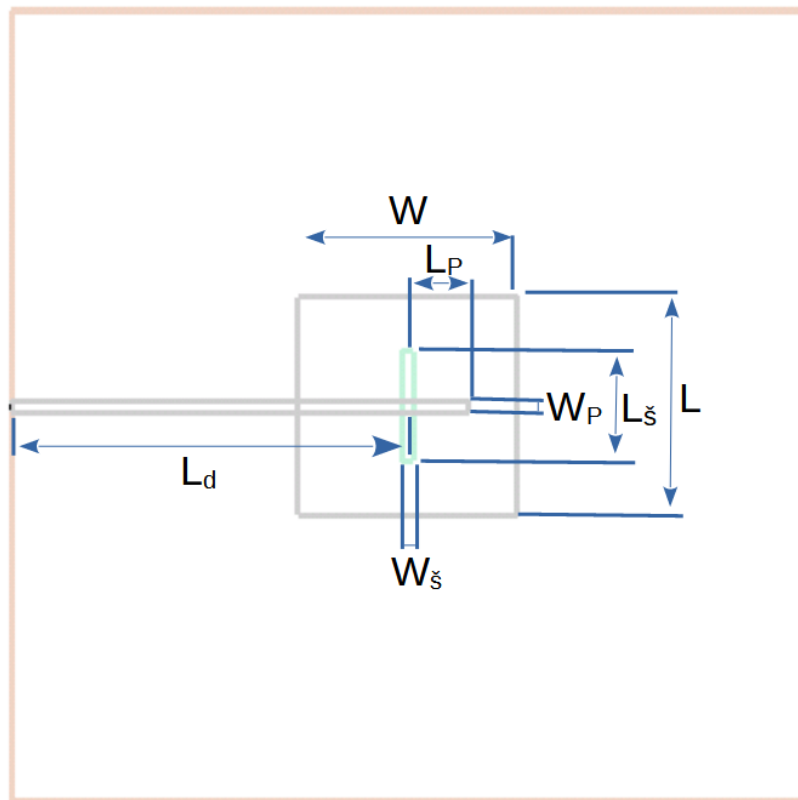
Doporučená, ale ne nutná délka vedení  $L_d$  je vyjádřena dle

$$L_d = 0,739 \cdot \lambda_g \text{ [12]}, \quad (2.18)$$

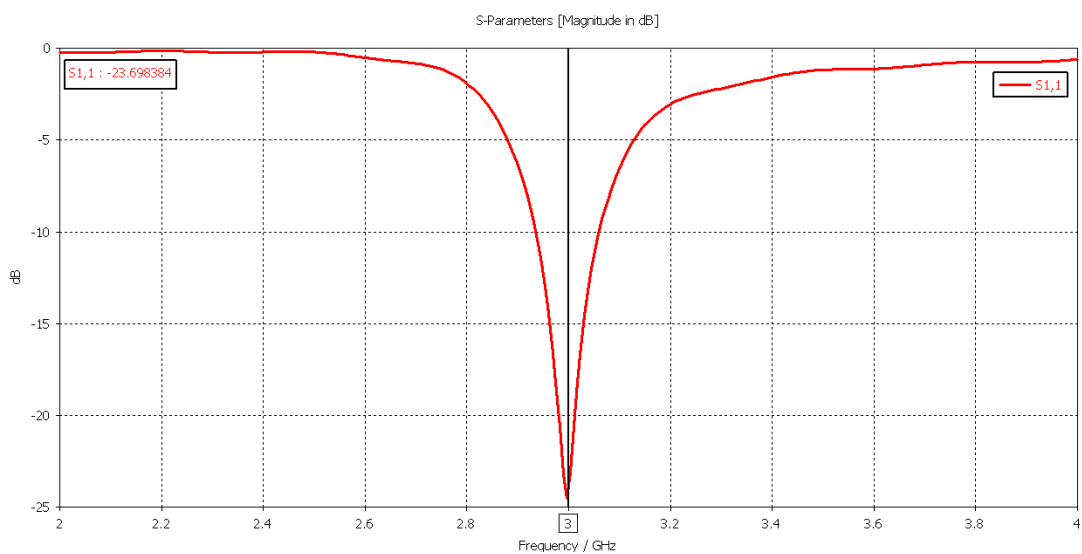
Rozměry výsledné antény jsou uvedeny v tabulce 2.2. Na obrázku 2.5 je okótovaná anténa. Činitel odrazu  $S_{11}$  je zobrazen na v grafu 2.6, reálná a imaginární část impedance antény je zobrazena zde 2.7. Šířka pásma výsledné antény je 4,3 %. Směrová charakteristika s realizovaným ziskem je zobrazena v 3D grafu na obrázku 2.8.

Tabulka 2.2 Tabulka hodnot rozměrů pro anténu napájenou štěrbinou

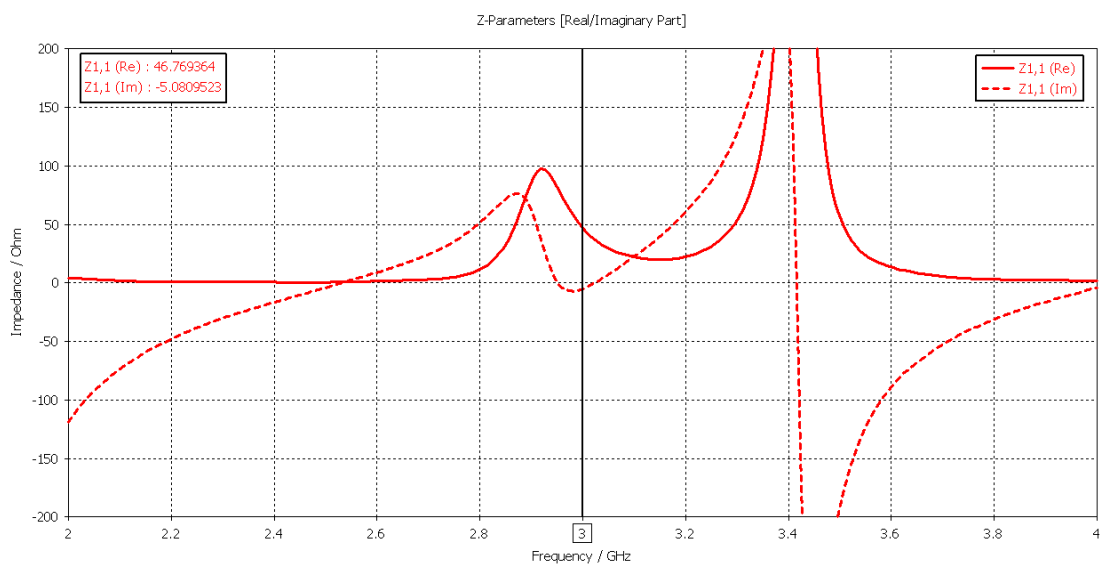
Popis	Značka	Výpočet [mm]	Hodnota [mm]
Šířka flíčku	$W$	20,75	$L$
Délka flíčku	$L$	27,63	27,6
Šířka mikropásku	$W_p$	1,58	1,44
Délka přesahu mikropásku	$L_p$	13,8	7,7
Délka mikropásku	$L_d$	48,38	50
Šířka štěrbiny	$W_{\xi}$	1,24	1,39
Délka štěrbiny	$L_{\xi}$	9,68	13,9
Výška substrátu	$h_s$	3,2	3,2
Výška substrátu napájení	$h_n$	0,5	0,5



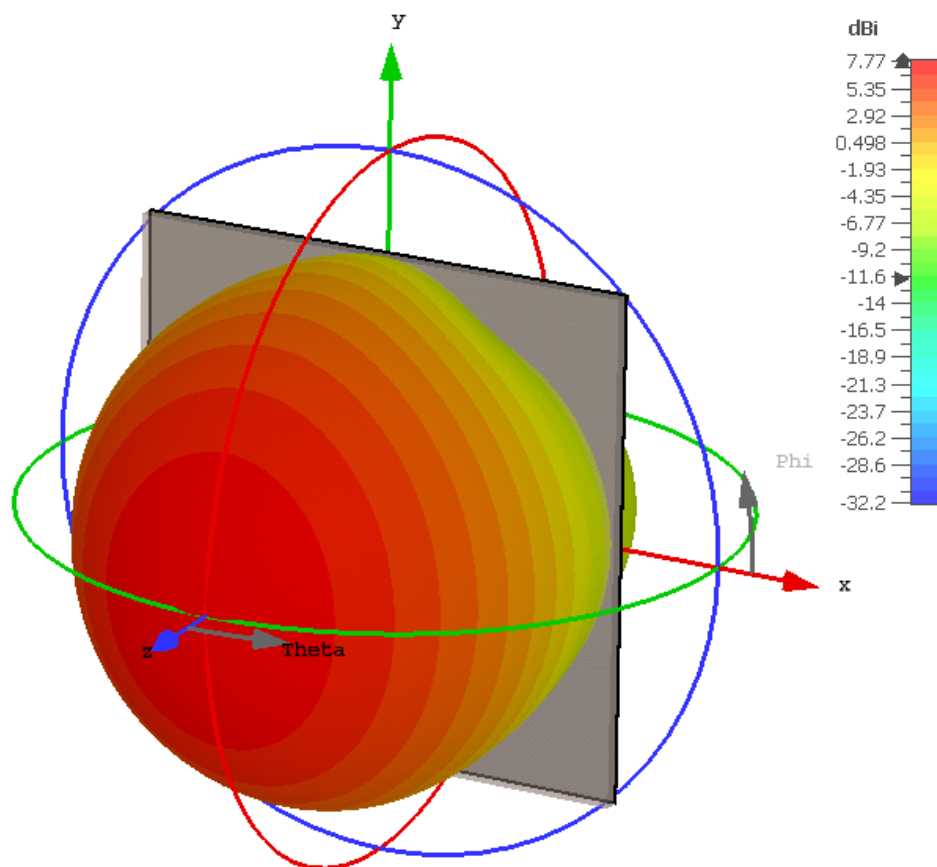
Obrázek 2.5 Flíčková anténa napájená pomocí štěrbinou.



Obrázek 2.6 Činitel odrazu pro anténu napájenou štěrbinou



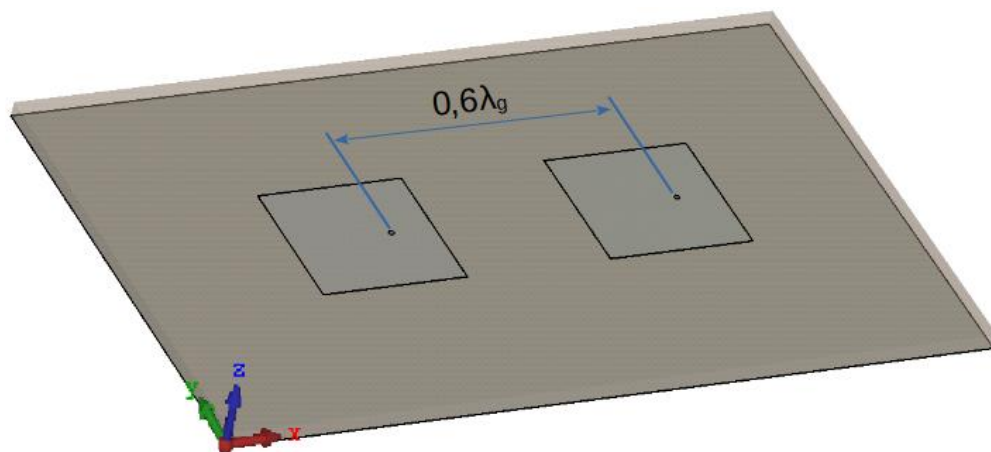
Obrázek 2.7 Simulovaná reálná a imaginární část impedance flíčku napájeného štěrbinou



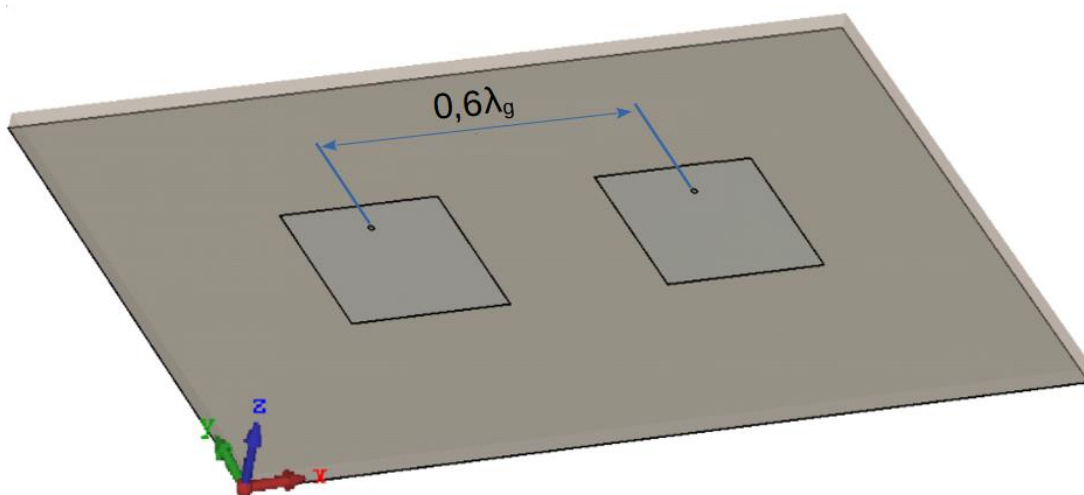
Obrázek 2.8 Realizovaný zisk pro anténu napájeného štěrbinou

## 2.2 Analýza vzájemné vazby malé anténní řady o dvou flíčcích

Pro oba navržené anténní elementy, byla vytvořena malá anténní řada o dvou prvcích s roztečí  $0,6 \lambda$ . Řazení flíčků bylo orientováno dle dominantní složky elektromagnetického záření v ose umístění flíčků čili jsou-li označeny rovinou E, jejich rezonanční délka je souběžná s rovinou polohy flíčků, pro ilustraci jsou zobrazeny na obrázcích 2.9 a 2.10. Pro obsáhnutí všech hlavních rovin záření a pro oba druhy napájení bylo nutné vytvořit 4 různé modely. Pro tyto modely byl dále zkoumán vliv rozteče flíčků na činitele přenosu mezi flíčky. Bylo zjištěno, že vzdálenost a orientace flíčků má významný vliv na činitel přenosu, což je znázorněno na obrázku 2.11. Vliv typu napájení je poté zobrazen na obrázku 2.13 .



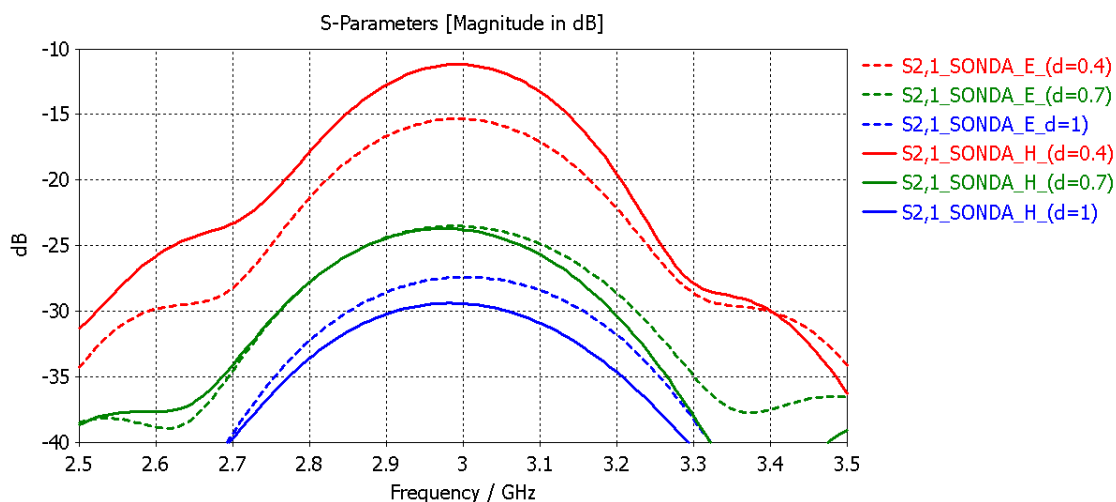
Obrázek 2.9 Dvojice flíčků v rovině E



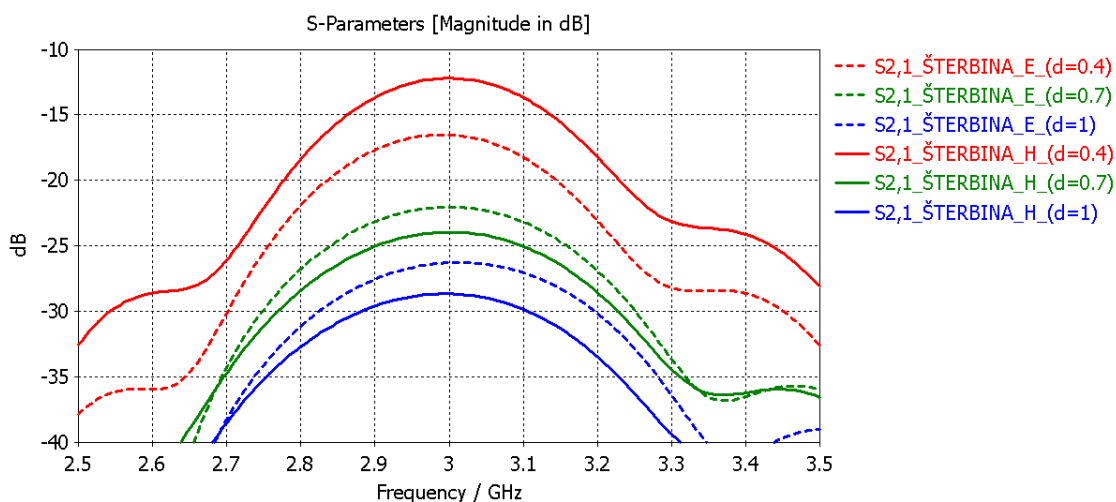
Obrázek 2.10 Dvojice flíčků v rovině H

Na obrázku 2.11 a 2.12 je zobrazen graf změny rozteče mezi flíčky napájené štěrbinou a koaxiální sondou v roztečích  $0,4\lambda$ ,  $0,7\lambda$  a  $1\lambda$ . Umístění flíčků v rovině E je zobrazeno čárkovanou čarou a v rovině H plnou. Je možné si povšimnout, že pro rozteč  $0,4\lambda$  je vazba v rovině H dominantnější než v rovině E, přičemž pro rozteče  $0,7\lambda$  a  $1\lambda$  je tomu právě naopak. Ze simulace vyplývá, že rozteč mezi elementy má významný vliv na činitele přenosu.



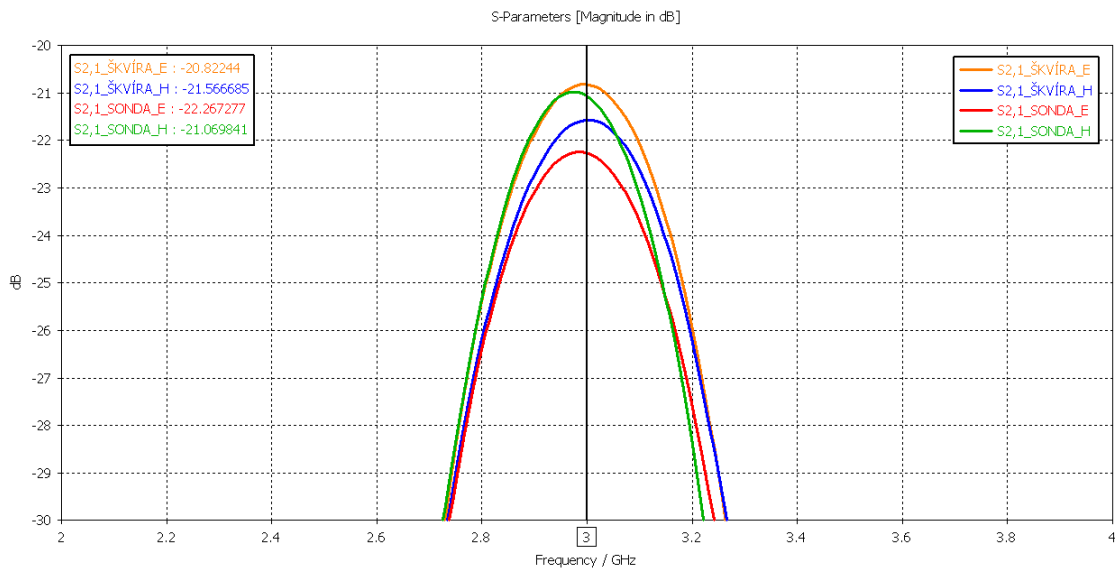


Obrázek 2.11 Vliv rozteče flíčků na závislost činitele přenosu v rovině E a H při napájení koaxiální sondou



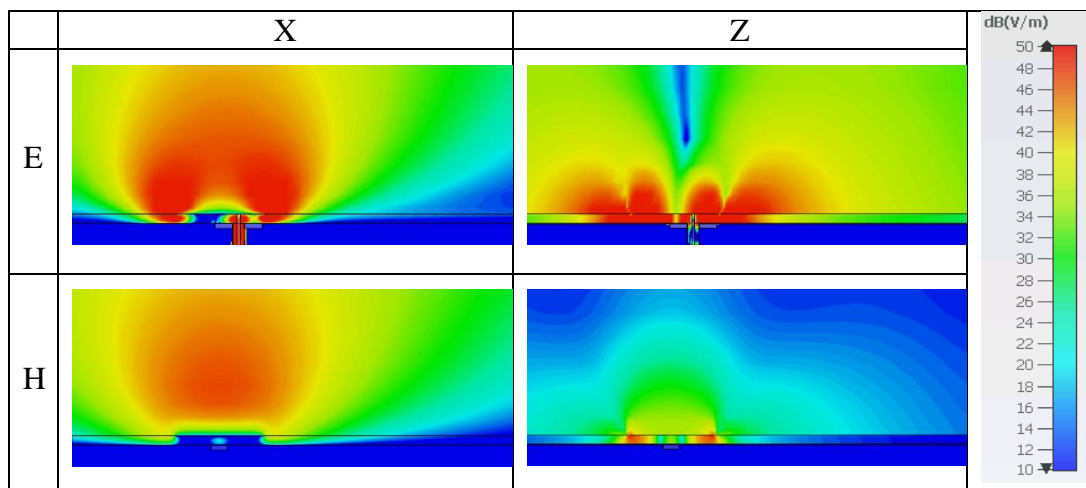
Obrázek 2.12 Vliv rozteče flíčků na závislost činitele přenosu mezi flíčky v rovině E a H pro anténu napájenou štěrbinou

V grafu 2.13 je ukázán vliv typu napájení na míru vzájemné vazby pro rozteč  $0,6\lambda$ . Jsou-li flíčky umístěné v rovině E, je vzájemná vazba pro štěrbinu o 2 dB vyšší než pro obdobný případ v rovině H. Pro napájení koaxiální sondou je tomu právě naopak, dominantnější vazba je v rovině H, v rovině E je vazba slabší.

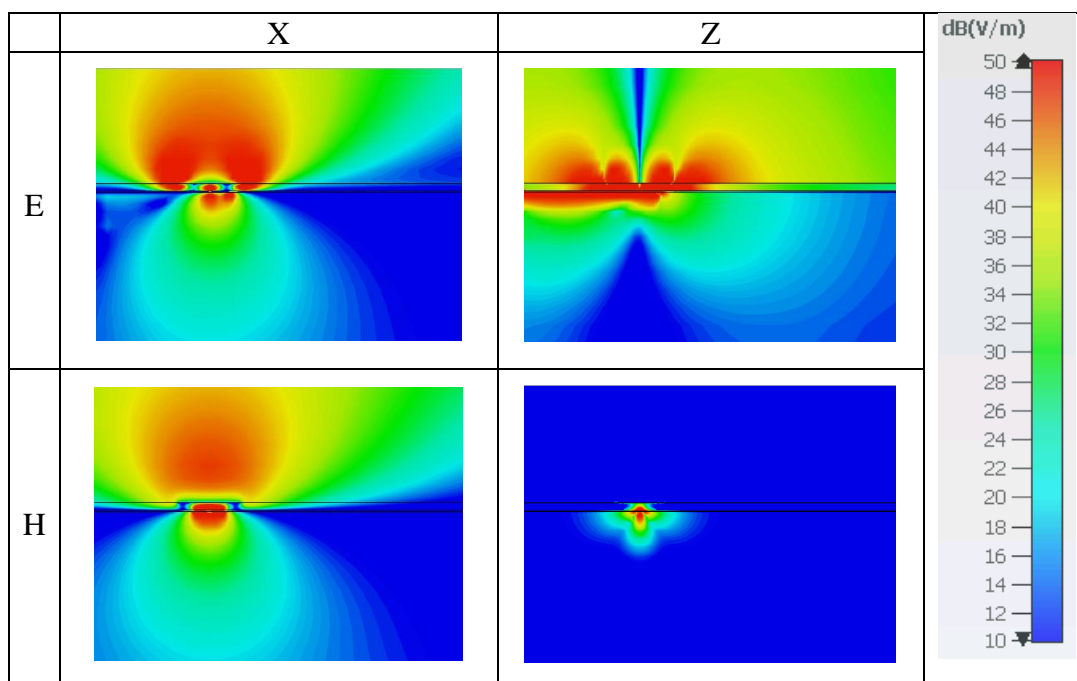


Obrázek 2.13 Vliv typu napájení flíčků na závislost činitele přenosu v rovině E a H pro  $0,6\lambda$

Jako významný faktor vzájemné vazby se ukázal jev zvaný postranní záření, jež je dominantní v rovině E, což je patrné z obrázku 2.14 a 2.15, pro rovinu E-Z oběma způsoby napájení. Postranní záření je méně významné pro napájení štěrbinou H-Z, kde vyzařování směřuje pod substrát.



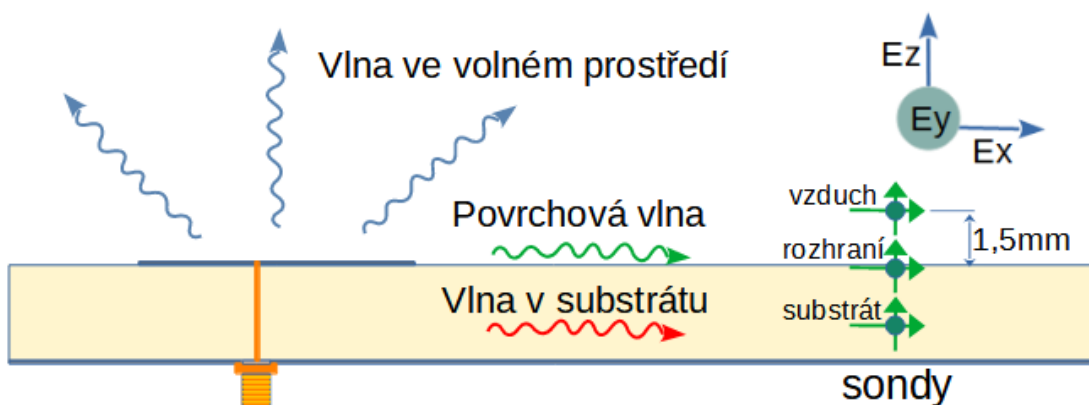
Obrázek 2.14 Rozložení pole pro soustavu napájenou koaxiální sondou v rovině E a H



Obrázek 2.15 Rozložení pole pro soustavu napájenou štěrbinou v rovině E a H

### 2.3 Vyhodnocení vzájemné vazby dle simulačních sond

Pro účely simulace byla soustava 2 elementů upravena tak že byl nahrazen jeden element na straně přijímače trojicí simulačních sond, z nichž jedna byla umístěna uprostřed substrátu, druhá na rozhraní substrát-volný prostor a třetí 1,5mm nad substrátem ve volném prostoru, jak je ukázáno na obrázku 2.16. K tomuto rozdělení bylo přistoupeno po řadě simulací, v nichž zpočátku byl ponechán i flíček, který však zaváděl do měření simulačních sond značnou nepřesnost z důvodu vlastní vybuzené rezonance.

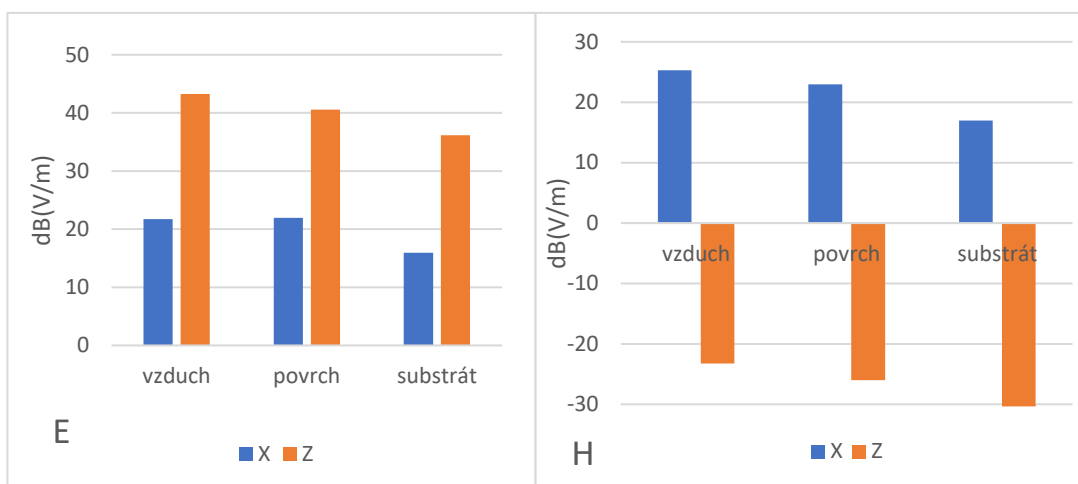


Obrázek 2.16 Princip šíření s vyznačeným umístěním simulačních sond

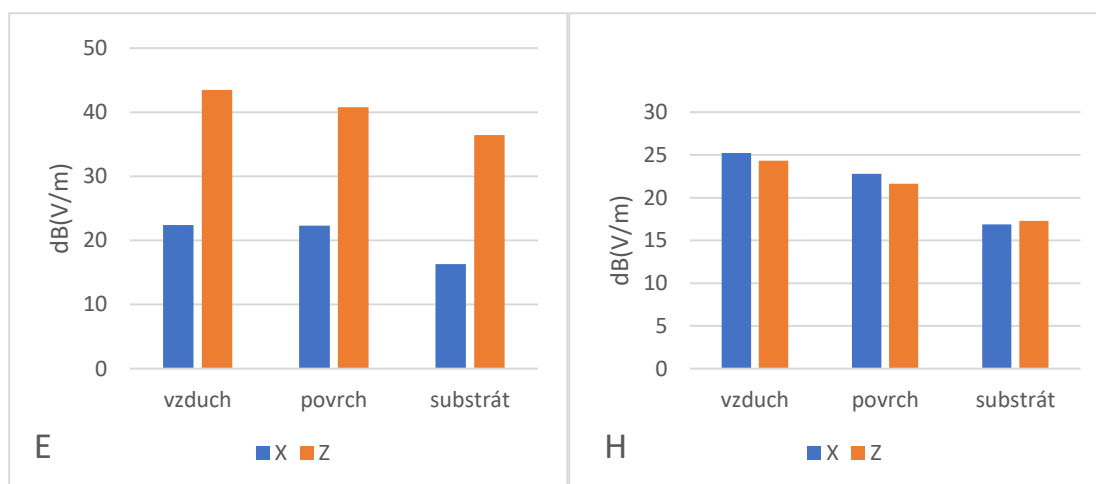
Oproti vyhodnocení činitele přenosu představuje vyhodnocení pomocí simulačních sond jisté výhody selekce jednotlivých složek elektromagnetického záření, jelikož je možné zvláště vyhodnotit tři směry šíření dle souřadnicového systému X, Y a Z, přičemž pro účely simulace byla podstatná vertikální rovina záření X a horizontální rovina záření Z. V tabulce 2.3 jsou uvedeny výsledky ze simulací, v příložených grafech 2.16 a 2.17 jsou číselné hodnoty vyjádřeny graficky pro lepší názornost.

Tabulka 2.3 Tabulka s vyhodnocením simulačních sond

Napájení štěrbinou		H	E	Napájení sondou		H	E
		dB(V/m)	dB(V/m)			dB(V/m)	dB(V/m)
X	celkové	75,95	75,99	X	celkové	75,99	39,66
	vzduch	25,31	21,74		vzduch	25,23	22,38
	povrchové	22,94	21,94		povrchové	22,8	22,31
	substrát	16,99	15,96		substrát	16,86	16,32
Z	celkové	72,99	72,43	Z	celkové	62,51	60,95
	vzduch	-23,27	43,25		vzduch	24,34	43,49
	povrchové	-25,98	40,54		povrchové	21,64	40,78
	substrát	-30,35	36,17		substrát	17,29	36,42



Obrázek 2.17 Grafické znázornění vzájemné vazby pro tři polohy simulační sondy pro flíček napájený štěrbinou



Obrázek 2.18 Grafické znázornění vzájemné vazby pro tři polohy simulační sondy pro flíček napájený koaxiální sondou

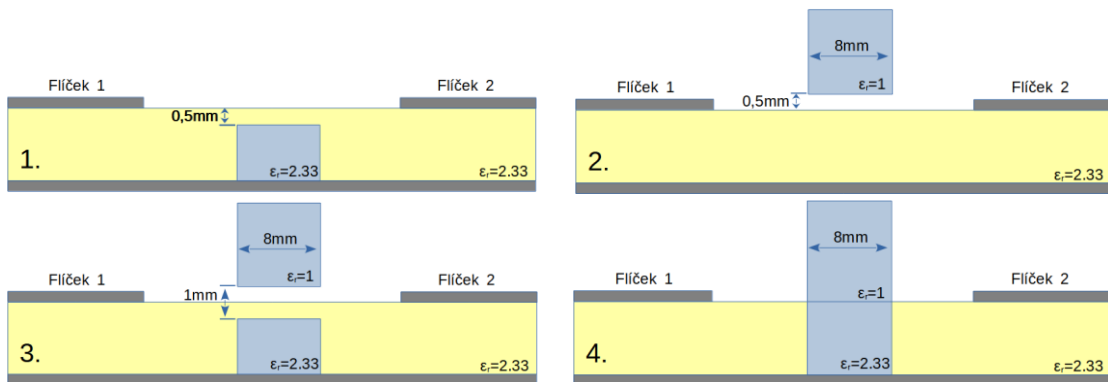
Z grafického vyjádření je patrné že vzájemná vazba způsobená horizontální složkou Z, čili hlavní osa pro vyhodnocení postranního záření, hraje významnou roli při celkovém přenosu. Rozdíly mezi jednotlivými sondami jsou malé, je však zřejmé, že intenzita elektrického pole je nejvyšší, ve volném prostoru a nejmenší v substrátu. Nejvýznamnější vliv složky Z byl pozorován v rovině E pro oba typy napájení, kde byl i díky postrannímu záření očekáván. Složka v ose Z pro rovinu H vykazovala opačný směr záření, než tomu bylo u ostatních typů, tudíž se jen zanedbatelně podílí na celkovém přenosu. Pro napájení koaxiální sondou v rovině H byla pozorována vazba srovnatelná s vazbou šířící se

v hlavním směru šíření X. Pro všechny roviny i druhy napájení se změna přijaté intenzity v rovině X významně neměnila. Z vyhodnocení se dá usoudit, že vazba postranním zářením má na celkový přenos významný vliv. Je tedy zřejmé, že potlačení postranního záření by pomohlo snížit vzájemnou vazbu. Mezi opatření, které lze použít, patří např. snížení permitivity nebo výšky substrátu, či umístění stínění z prokovů kolem flíčku.

## 2.4 Vyhodnocení vzájemná vazby dle činitele přenosu

Vyhodnocení dle činitele odrazu prošlo největším vývojem. Pro začátek celého zkoumání byl stanoven útlum absorpčního materiálu v simulovaném vlnovodu WG-10 o hodnotě -30 dB. Optimalizací parametrů absorpční vrstvy, tloušťka a ztrátový činitel materiálu, byla nakonec zvolena tloušťka 8 mm a ztrátovém činiteli 55. Absorbér o takových vlastnostech byl poté použit pro další simulace.

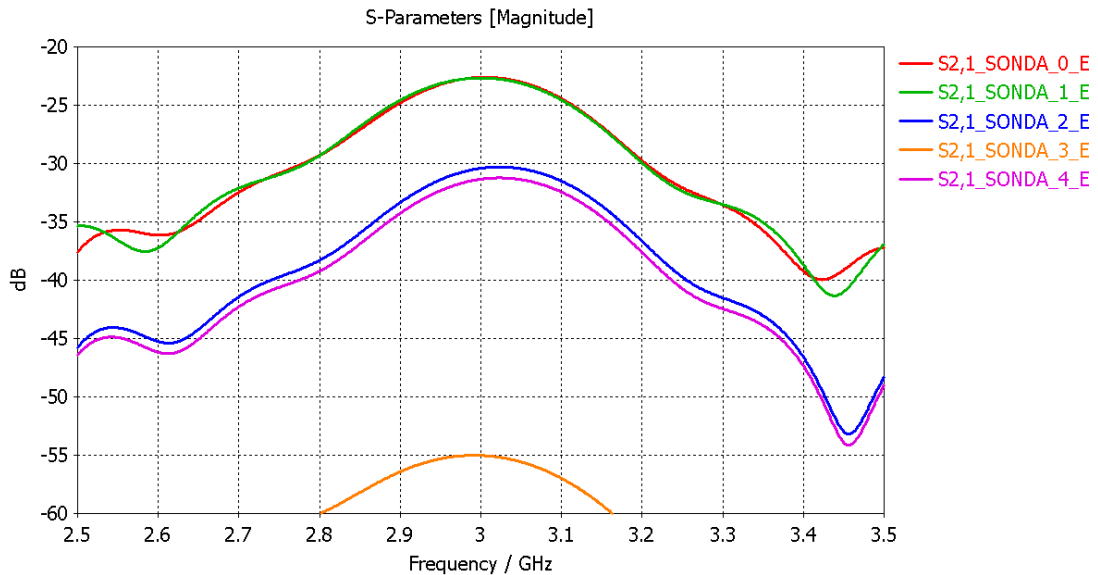
Vhodně navržený absorbér byl vkládán na patřičná místa mezi dvojicí flíčků, dle obrázku 2.19. Vhodný absorbér byl pro případ 1 vložen v substrátu s mezerou 0,5 mm od rozhraní substrátu a volného prostoru, pro vyhodnocení vlivu v substrátu. Pro případ 2 byl absorbér vložen jen ve volném prostoru s mezerou 0,5mm od rozhraní, pro vyhodnocení vlivu ve volném prostoru. Pro případ 3 byl absorbér umístěný jak v substrátu, tak ve volném prostoru s mezerou na rozhraní v obou směrech, pro vyhodnocení vlivu vazby povrchového šíření. Pro případ 4 byl absorbér umístěn v celém objemu bez mezer, tento případ sloužil jako referenční pro ostatní případy. Příklad 0 byl bez absorbéru.



Obrázek 2.19 Umístění jednotlivých absorbérů. 1) vložený absorbér v substrátu 2) vložený absorbér ve volném prostoru 3) vložený absorbér ve volném prostoru a substrátu 4) vložený absorbér v celém obsahu

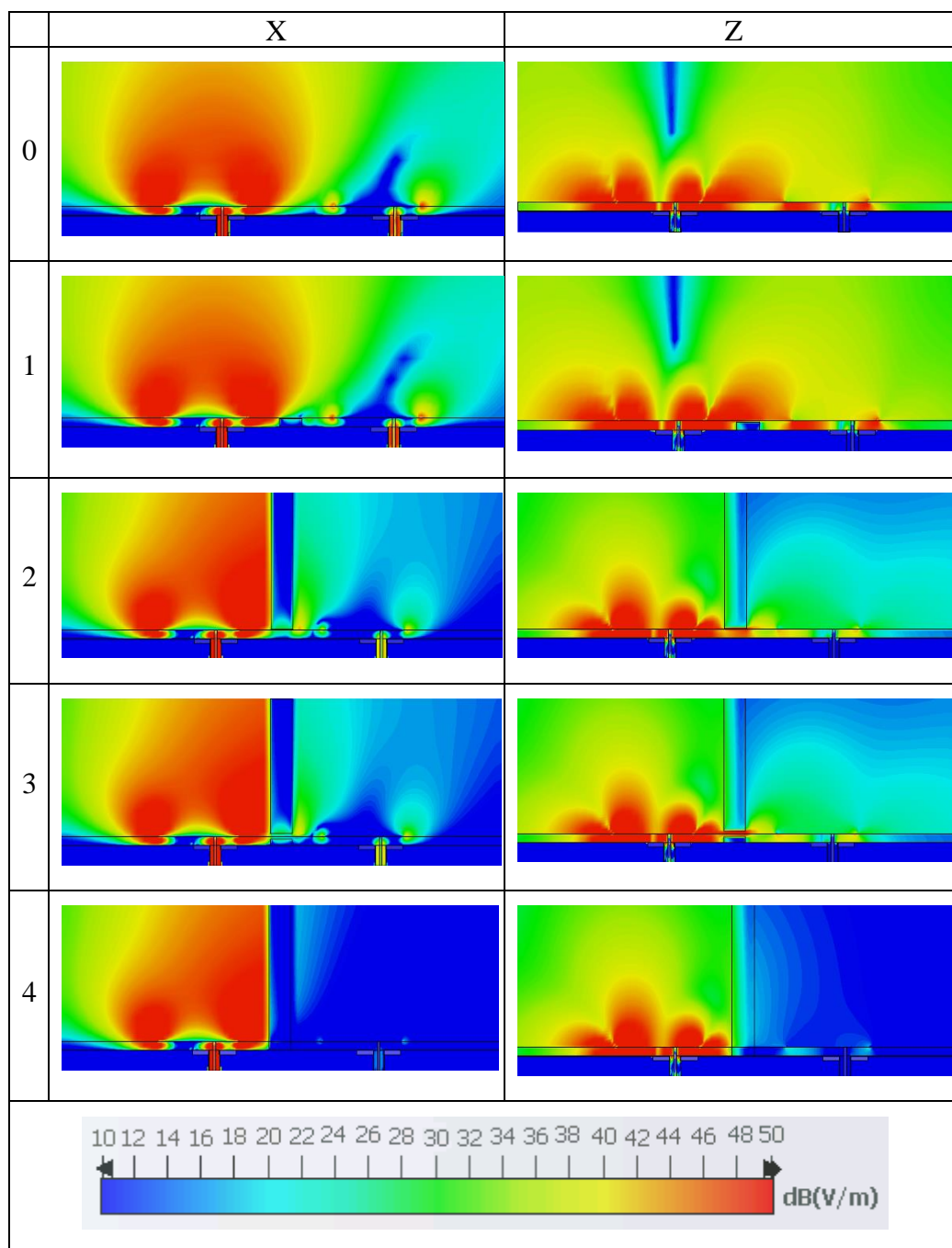
Byl-li absorbér umístěn ve volném prostoru byla jeho permitivita zvolena k volnému prostoru hodnotou 1. Byl-li umístěn v substrátu je jeho permitivita vztažena k permitivitě substrátu v tomto případě 2,33. okrajové podmínky byly zvoleny těsné ve všech osách,

splňující simulační podmínku PLM až pro případ 0 a 1 kde by tato podmínka vyloučila volný prostor nad flíčkem. V případě ponechání volného prostoru i nad absorbér docházelo k obtékání vlny na hranách, což vedlo k významnému zkreslení výsledků. Pro jeden ukázkový případ ze čtyř je vyhodnocení rozložení pole uvedeno v grafu 2.20, kde každá jednotlivá křivka značí použitý případ vázaný k legendě grafu.



Obrázek 2.20 Činitel přenosu pro flíčky napájené koaxiální sondou v rovině E

Vizuální znázornění rozložení elektrického pole je zobrazeno na obrázku 2.21. Jednotlivé snímky jsou řazeny dle případu v rádcích a roviny vyzařování ve sloupcích. Pro statické vyhodnocení bylo použito funkce průměru v rozmezí od 10 do 50 dB(V/m) intenzity elektrického pole.



Obrázek 2.21 Statické vyhodnocení intenzity elektrického pole pro flíčky napájené koaxiální sondou v rovině E



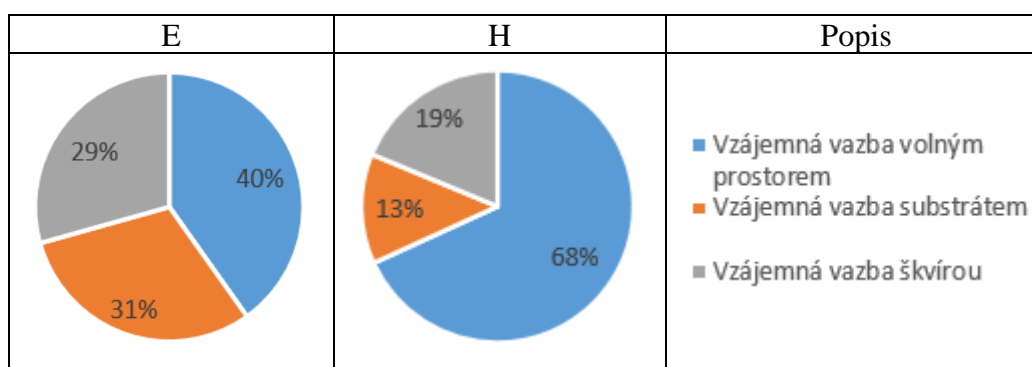
Pro přehlednější vyhodnocení byly výsledky z činitele přenosu vloženy do tabulky 2.4 a 2.5 a uskutečněny takové početní operace, aby bylo možné vyhodnotit vliv jednotlivých vazeb přenosu. Jako referenční simulace byl určen případ 4, od kterého byl odečten případ 1, a určena vazba volným prostorem. Při odečtení případu 2 byla vyhodnocena vazba substrátem a při odečtení případu 3 byla vyhodnocena vazba štěrbinou. Pro orientaci v rovině E platí že pokles intenzity elektrického pole pro referenční případ 4, kde absorbér plně brání přenosu koresponduje se zamýšleným poklesem o -30dB, přičemž v rovině H je tento pokles jen -22dB.

Tabulka 2.4 Tabulka vyhodnocení činitele přenosu S21 pro soustavu napájenou štěrbinou

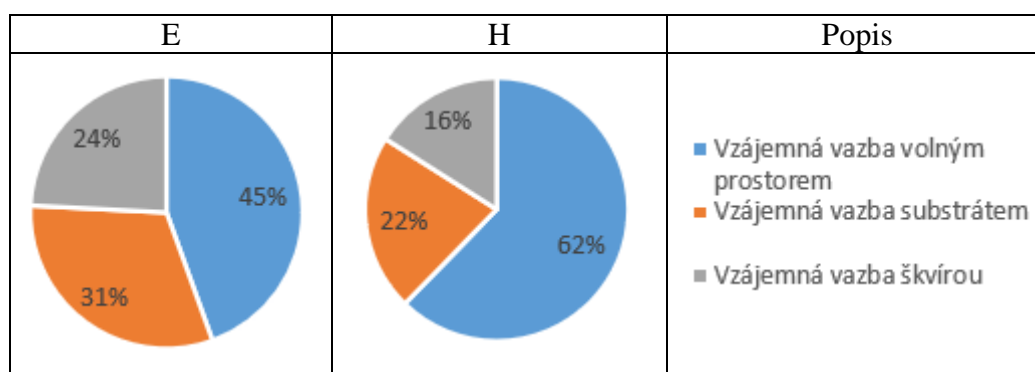
S21 n	dB	dB	Napájení sondou v rovině-E	dB	S21 n	dB	dB	Napájení sondou v rovině-H	dB
0	-22,6	0	Vzájemná vazba volným prostorem	32,44	0	-20,21	0	Vzájemná vazba volným prostorem	22,35
1	-22,65	0,05	Vzájemná vazba substrátem	24,64	1	-20,46	0,25	Vzájemná vazba substrátem	4,29
3	-30,4	7,8	Vzájemná vazba škvírou	23,7	3	-38,52	18,31	Vzájemná vazba škvírou	6,14
4	-55,04	32,44			4	-42,81	22,6		
6	-31,34	8,74			6	-36,67	16,46		

Tabulka 2.5 Tabulka vyhodnocení činitele přenosu S21 pro soustavu napájenou koaxiální sondou

S21 n	dB	dB	Napájení škvírou v rovině-E	dB	S21 n	dB	dB	Napájení škvírou v rovině-H	dB
0	-20,62	0	Vzájemná vazba volným prostorem	30,1	0	-20,07	0	Vzájemná vazba volným prostorem	22,41
1	-20,75	0,13	Vzájemná vazba substrátem	21,17	1	-20,24	0,17	Vzájemná vazba substrátem	7,81
3	-29,68	9,06	Vzájemná vazba škvírou	16,35	3	-34,84	14,77	Vzájemná vazba škvírou	5,76
4	-50,85	30,23			4	-42,65	22,58		
6	-34,5	13,88			6	-36,89	16,82		



Obrázek 2.22 Grafické vyhodnocení činitele přenosu S21 pro soustavu napájenou koaxiální sondou

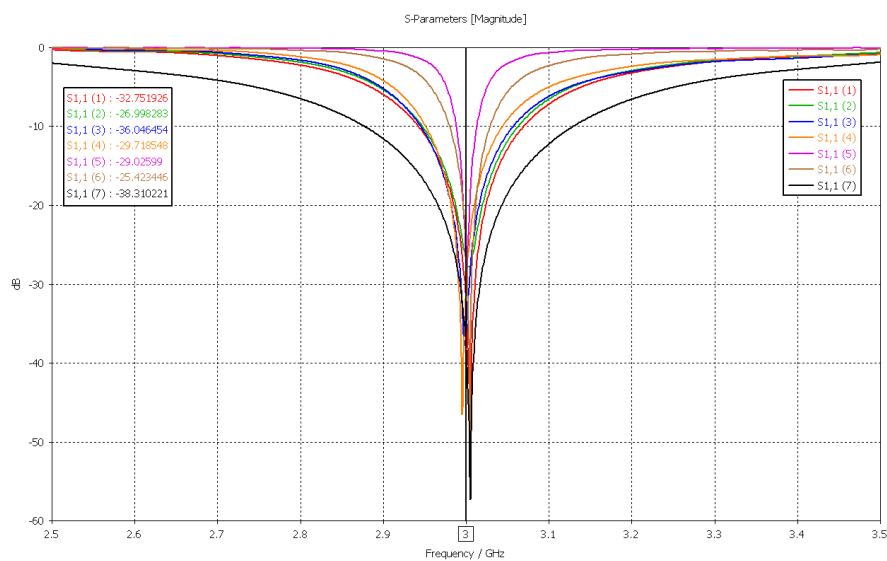


Obrázek 2.23 Grafické vyhodnocení činitele přenosu S21 pro soustavu napájenou štěrbinou

Koláčové grafy jsou nápomocné k rychlé orientaci v rozlišení vlivu mezi vazbami. V tomto případě bylo zvoleno procentuální rozložení z kteréhož je patrný podíl vlivu šíření. Pro oba způsoby napájení platí podobný trend ve vlivu vazby. Pro obě roviny platí že vazba vzduchem je nejdominantnější nositelem vzájemného přenosu. Pro rovinu E platí že na přenosu významně podílí i vazba substrátem méně pak vazba štvřbinou. Pro rovinu H platí že vazba volným prostorem je mnohem významnější než vazba substrátem a štvřbinou.

## 2.5 Analýza vlivu výšky substrátu a permitivity na úroveň postranního záření

Cílem simulace bylo ověřit vliv výšky a permitivity substrátu na míru přijaté intenzity pro simulační sondy umístěné v rozpoložení dle obrázku 2.16. V tabulce 2.6 jsou uvedeny simulované výsledky intenzity el. pole vyhodnocené ze simulačních sond dle permitivity a výšky substrátu pro osu X a Z. Pro porovnatelnost výsledků bylo nutné pro každou požadovanou hodnotu výšky substrátu a permitivity, zpětně doladit rezonanční frekvenci flíčku, což ukazuje graf 2.24. Je patrný i vliv narůstající šířky pásma, přičemž největší šířky pásma bylo dosaženo konfigurací výšky substrátu.

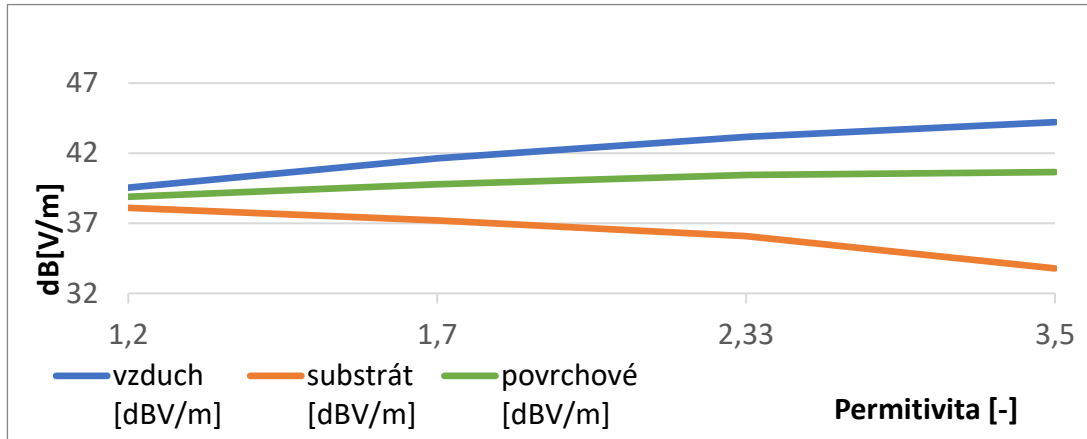


Obrázek 2.24 Vyladěné antény na rezonanční frekvenci 3 GHz

Tabulka 2.6 Tabulka hodnot pro permitivitu a výšku

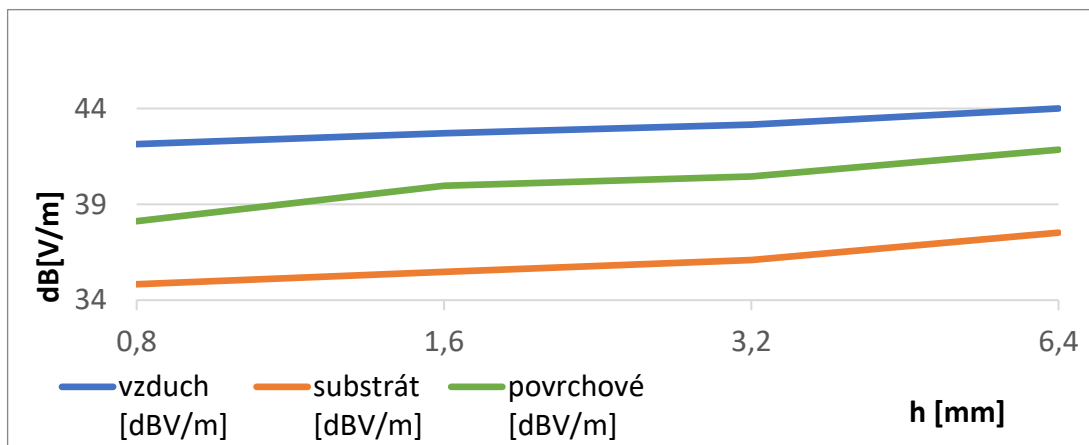
	Z		Přijaté [dBV/m]	vzduch [dBV/m]	povrchové [dBV/m]	substrát [dBV/m]
	Permitivita [-]	1,2	1	71,74	39,54	38,89
	1,7	2	72,04	41,63	39,78	37,2
	2,33	3	73,39	43,16	40,45	36,09
	3,5	4	73,95	44,21	40,65	33,78
výška substrátu [mm]	0,8	5	77,31	42,14	38,12	34,83
	1,6	6	78,02	42,71	39,96	35,47
	3,2	3	73,39	43,16	40,45	36,09
	6,4	7	68,94	44	41,85	37,52
	X		Přijaté [dBV/m]	vzduch [dBV/m]	povrchové [dBV/m]	substrát [dBV/m]
	Permitivita [-]	1,2	1	73,03	24,96	21,19
	1,7	2	74,07	20,5	17,43	11,41
	2,33	3	75,85	21,42	21,68	15,7
	3,5	4	77,07	25,1	25,82	19,9
výška substrátu [mm]	0,8	5	80,84	14,05	9,2	3,18
	1,6	6	79,91	16,98	15,72	9,7
	3,2	3	75,85	21,42	21,68	15,7
	6,4	7	66,39	26,7	27,6	21,66

Postranní záření je významně pozorovatelné pro osu Z. Z grafu 2.25 je patrná narůstající intenzita se zvyšující se permitivitou, naopak u simulační sondy umístěné v substrátu je tomu právě naopak.



Obrázek 2.25 Změna permitivity substrátu v ose Z pro napájení štěrbinou

Se změnou výšky substrátu, v grafu 2.26, se nepatrně mění i intenzita el. pole, která narůstá s výškou substrátu pro všechny simulační sondy obdobně



Obrázek 2.26 Změna výšky substrátu v ose Z pro napájení štěrbinou

## 3. NÁVRH NOVÉ STRUKTURY POTLAČENÍ VZÁJEMNÉ VAZBY

Po ověření vlastností vzájemné vazby bylo přikročeno k samotnému návrhu potlačující struktury mezi dvěma elementy. Zprvu je zmíněné studium zdrojů, jenž předcházelo volbě vhodné struktury. Většina níže uvedených struktur v první podkapitole byla nejprve navržena dle článků a po ověření funkčnosti upravena pro cílové zadání. Druhá podkapitola se již zabývá navrženou strukturou a použitými metodami. Pro každou rovinu E a H je uvedena technická dokumentace návrhu s rozměry a popsány dílčí struktury potlačení. Dále byla anténa změřena jak pro činitel odrazu a přenosu ale také v bez odrazové komoře pro získání směrových charakteristik. Pro třetí podkapitolu byla vybrána anténa v rovině H a rozšířena na 8 prvků. U vzniklé fázované řady byla dále ověřována vlastnost vychylování svazku za předpokladu přítomnosti potlačujících struktur a bez nich.

### 3.1 Přehled dostupných technik

Kapitola se zabývá studiem technik pro potlačení vzájemné vazby, jenž byly pro tuto práci uvažovány, či jen se zájmem prostudovány. Při hledání vhodných zdrojů se uvažovaly jen ty práce, které pojednávaly o potlačení vzájemné vazby pro čtvercové nebo obdélníkové flíčkové elementy či metody, které se nerealizují nad pozici flíčkových elementů. Při hledání dostupných možností se ukázala býti velká rozmanitost již použitých metod jenž se rozlišují mnoha faktory jak už volbou substrátu, metodou potlačení či typu napájení.

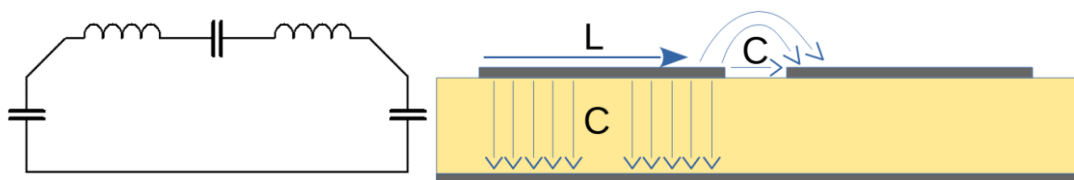
#### 3.1.1 EBG struktury (electromagnetic bandgap structures)

Jednou z mnoha představených metod je struktura EBG (electromagnetic bandgap structures). Cílem této struktury je vytvořit zakázané pásmo, jenž je pro elektromagnetické vlny potlačující v určitém pásmu. Tyto struktury lze definovat jako rezonanční obvody RLC. Za přítomnosti elektromagnetického pole, které je schopné rezonanční obvod vybudit, dochází k jeho rezonanci, a tím je schopen toto pole potlačit [13]. Rezonanční frekvenci struktury EBG lze nastavovat několika způsoby:

1. Kapacitou, která je závislá na ploše flíčku a výšce nad zemnicí rovinou, substrátem, vzdáleností sousedních struktur EBG, či vzdálenost zářezů.
2. Indukčností, která je závislá na délce struktury, či přítomností prokůvů nebo meandrů.

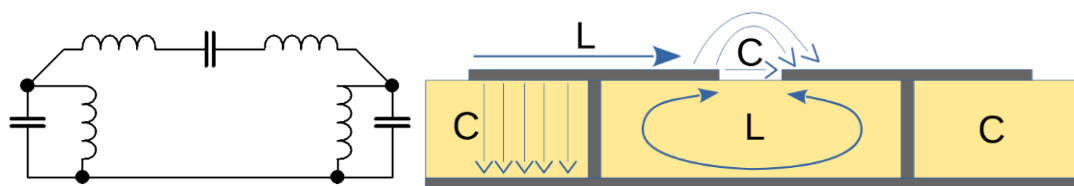
S velkou výhodou při návrhu těchto struktur lze využít metodu disperzních diagramů, bez kterých je návrh funkčních struktur jen velmi obtížný [14]. Pozornost bude dále věnována dvěma jednoduchým strukturám:

Flíček EBG (planar EBG) – jednoduchý flíček se většinou vyskytuje v čtvercovém [14] či obdélníkovém půdorysu [15]. Kapacita je přítomna mezi flíčkem a substrátem jenž je také ovlivněna výškou substrátu a její permitivitou. Vzájemnou roztečí mezi flíčky EBG ovlivněna také kapacita. Indukce je pak dána délkou flíčku.



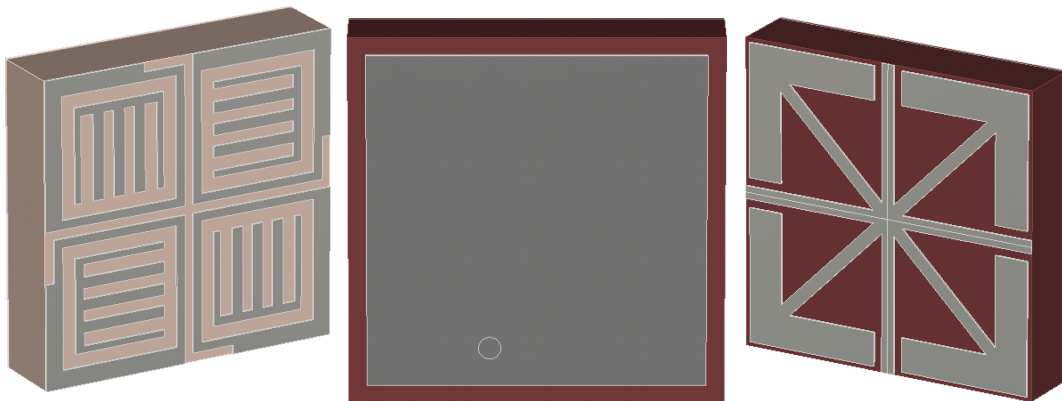
Obrázek 3.1 Obvodové schéma a řez strukturou planární EBG[14]

Flíček EBG s prokovem (mushroom EBG) – Jedná se o obdobu jednoduchého flíčku EBG s tím rozdílem, že je flíček propojen se zemnicí rovinnou prokovem, jenž vnáší do EBG obvodu další indukčnost. Pozice prokovu má také vliv na rozměry flíčků a napomáhá k jeho zmenšení [14],[16].



Obrázek 3.2 Obvodové schéma a řez strukturou EBG s prokovem[14]

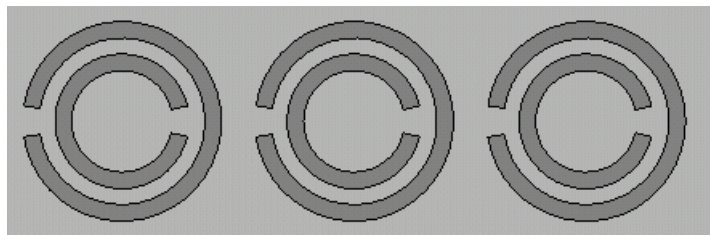
Technika minimalizace – U struktur EBG lze s výhodou použít metody minimalizace, a to v podobě různých zářezů či jiných složitých tvarů. Účelem této metody je zmenšit rozměry flíčku při zachování cílové frekvence zakázaného pásma. Při užití metody minimalizace běžně dochází ke snížení šířky pásma potlačení. Jednou ze základních metod je umístění prokovu ke kraji flíčku [16].



Obrázek 3.3 ukázka navržených minimalizačních struktur EBG UC-EBG [17] s prokovem [16] a UC-EBG [18]

### 3.1.2 Metamateriály

Jedná se o materiály, jenž se vyznačují opačným znaménkem permitivity a permeability, než je tomu u běžných látek vyskytujících se v přírodě. Znaménko permitivity u těchto materiálů je opačné, a tudíž i index lomu je opačný což zapříčiňuje ohyb elektromagnetické vlny zpět ve směru šíření. Ač zatím není možné materiál o těchto vlastnostech vyrobit je možné tohoto jevu dosáhnout jinými metodami, kde je snaha docílit kladných hodnot fáze v intervalu  $(-\pi, \pi)$ . Příkladem takovéto struktury je třeba dělený kruhový rezonátor SRR, jenž může nabývat i podob vyleptané defektní struktury v zemnicí ploše. V takovém případě mluvíme o komplementárním děleném kruhovém rezonátorem CSRR. Díky zmíněným rezonátorům je možné v materiálu projevit negativní permitivitu v daném pásmu odvíjející se o rezonance rezonanční struktury[19].

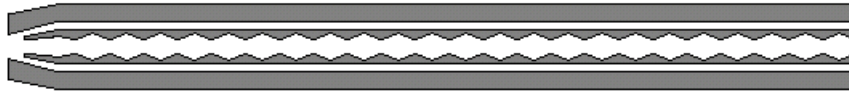


Obrázek 3.4 Navržená prstencová struktura RSS [20]

### 3.1.3 Vysoko impedanční struktury HIES (high impedance electromagnetic surfaces) [21]

Hlavní vlastností této struktury je vytvořit pásmo nepropustnosti. Místo rezonančních obvodů RLC, jenž se uplatňují u struktur EBG, je zde využito vysoké impedance v zájmovém frekvenčním pásmu. Přicházející vlna se od vysoko

impedanční struktury odrazí s opačnou fází a dojde ke konstruktivní interferenci přímých a odražených vln. Tato metoda je výhodná u potlačení povrchových vln.



Obrázek 3.5 Navržená vysoko impedanční struktura HIS [21]

### 3.1.4 Rezonanční technika

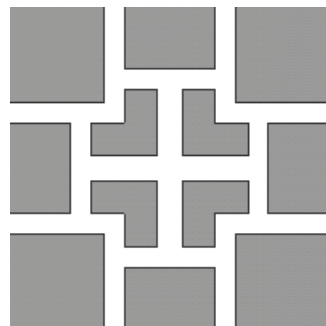
Technika využívá rezonátorů k vytvoření pásma nepropustnosti, jenž potlačuje povrchové proudy [22]. Uvedená technika SMLR na obrázku 3.6 je závislá na své rezonanční délce která je u zmíněné struktury dvojnásobná, přičemž šířka je velmi malá.



Obrázek 3.6 Navržená rezonanční struktury SMLR [22]

### 3.1.5 DGS (defected ground structures)

Jedná se o defektní strukturu, myšleno porušení celistvé vrstvi zemnicí plochy vyleptaným motivem, což zvyšuje kapacitu a indukčnost a mění rozložení proudů. Defektní struktury se využívají k potlačení postranních laloků u fázovaných antén. Problém této techniky vězí ve zpětném vyzařování směrem od antény což by mohlo způsobit rušení v instalovaných elektrických zařízeních. [23]

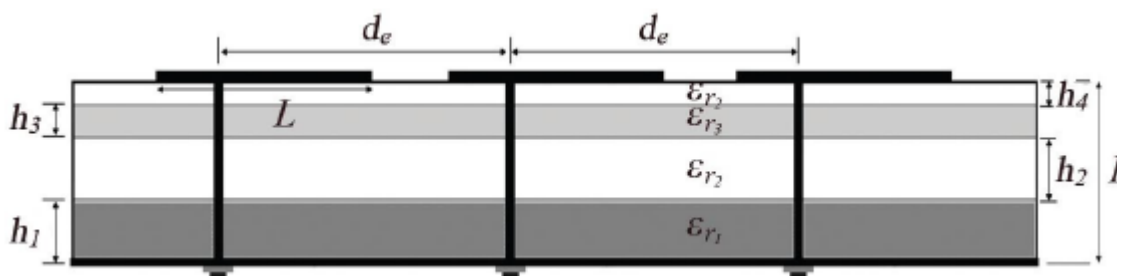


Obrázek 3.7 Navržená defektní struktura v zemnicí rovině [23]



### 3.1.6 Vícevrstvé substráty o rozdílných permitivitách

Technika je založena na změně rychlosti šíření a odrazu od různých permitivit substrátů. Elektromagnetická vlna je uzamčena mezi dva substráty o rozdílných permitivitách kde je posléze vyzářena ven z okrajů substrátu. Vícevrstvé substráty pro snížení vzájemné vazby se dají využít pro soustavy prvků s malou vzdáleností sousedících prvků v rozmezí 0,3 a až 0,5 vlnové délky ale i větších rozměrů. Substrát o rozdílné permitivitě je kladen po celé délce a ploše substrátu horizontálně. Nicméně by tato metoda částečného potlačení společné vazby by byla užitečná při kombinaci s jinou technikou. S výhodou se používá vzduchová mezera. [24], [25]



Obrázek 3.8 Metoda skládaných substrátů ML[25]

V následující přehledné tabulce 3.1 lze nalézt srovnání jednotlivých metod na základě klíčových parametrů, které mohou být nápomocné při výběru vhodné metody. Hodnoty míry potlačení v dB, které jsou označeny hvězdičkou u čísla, jsou pouze simulované, zatímco ostatní hodnoty byly získány z výsledků reálně vyrobených struktur.

Tabulka 3.1 Tabulka zhodnocení dostupných metod

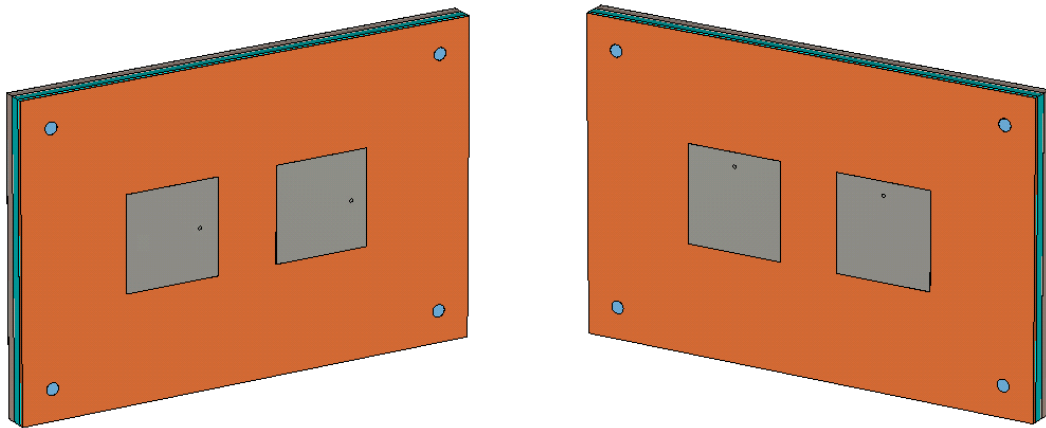
Zdroj	Technika	Rovina	Míra potlačení S21 [dB]	Rozteč	Rozměry flíčku [mm]	Substrát [mm]	použití	cílová frekvence [GHz]	Šířka pásma BW	složitost	metoda napájení elementů
[26]	EBG	E	8-21	$0,39 \cdot \lambda_0$	L=12,3 W=18,4	h = 2 er = 9,8 $\Delta = 0,004$	WIMAX	3,57	úzké	složité	Koaxiální sonda
[27]	DGS rectangular slot	E/H	-20	$0,5 \cdot \lambda_0$	L=9,3 W=9,3	h1 = 0,787 er1 = 2,2 h2 = 0,787 er2 = 10,2	Phased antenna array	10	úzké	malá	Koaxiální sonda
[21]	HIS	H	-28	$0,36 \cdot \lambda_0$	L=25 W=19,4	h = 1.6 er = 4.4 $\Delta = 0,02$	MIMO	3,6	velmi úzké	velmi složitá	mikropásek
[23]	Bi-EBG DGS	E/H	E -12 H -11	$0,3 \cdot \lambda_0$	L=12,26 W=15,3	h = 1.6 er = 4.4 $\Delta = 0,02$	MIMO	5.8	velmi široké	složité	mikropásek
[17]	UC-EBG	H	16,2	$0,45 \cdot \lambda_0$	L=11,75 W=10	h = 1.6 er = 4.4 $\Delta = 0,01$	MIMO	5.8	úzké	velmi složitá	mikropásek
[29]	HIS	E	-19,18	$0,45 \cdot \lambda_0$	L=27 W=22	h = 1.6 er = 4.5 $\Delta = 0,017$		3,8	široké	velmi složitá	Koaxiální sonda
[20]	CSRR	E/H	E - 5 H -10		L=44,64 W=22,32	h1 = 1,625 er1 = 3,66 $\Delta 1 = 0,004$ h2 = 0,254 er2 = 3,66 $\Delta 2 = 0,004$		9,4	široké	normální	Koaxiální sonda
[30]	EMSS	H	50	$0,32 \cdot \lambda_0$	L=16,5 W=14,4	h = 1.6 er = 4.4 $\Delta = 0,02$	MIMO	4,35	široké	velmi složitá	Koaxiální sonda
[31]	MSSR META	E	23	$0,38 \cdot \lambda_0$	L=14,4 W=12,6	h = 1.6 er = 4.4 $\Delta = 0,02$	MIMO	5,3	úzké	složité	Koaxiální sonda
[22]	Resonator SMLR	H	16	$0,11 \cdot \lambda_0$	L=13,4 W=16,86	h = 1.6 er = 4.3 $\Delta = 0,023$		4,8	široké	složité	mikropásek
[21]	parasitic U-Section	H	12*	$0,6 \cdot \lambda_0$	L=46,82 W=38,96	h1 = 8 er1 = 1 $\Delta 1 = 0$ h2 = 1,5 er2 = 3,38 $\Delta 2 = 0,0027$	MIMO	2,44	velmi široké	snadné	Koaxiální sonda
[33]	slot-strip DSSA	E/H/D	E - 33,2 H -28,5 D - 24,1	$0,5 \cdot \lambda_0$	L=240 W=240	h = 3 er = 2,55 $\Delta = 0,006$	MIMO	1,26	široké	složité	Koaxiální sonda

## 4. NAVRŽENÁ METODA PLANÁRNÍ STRUKTURY EBG NA VÍCEVRSTVÉM SUBSTRÁTU

Zde bude popsána realizace výsledné struktury pro obě roviny, jenž omezuje vzájemnou vazbu dle stanovených kritérií. Kterými bylo dosažení poklesu vzájemné vazby pod činitel přenosu  $S_{21}$  a  $S_{12}$  pod -25 dB na cílové frekvenci 3GHz, při zachování dobrých vyzařovacích vlastností. Z důvodu snadnější výroby v dílně VUT-UREL bylo přikročeno k napájení pomocí koaxiální sondy, i když co do postranního záření vykazovala horší vlastnosti.

Navržená metoda byla inspirována dvěma metodami z článku [25] pojednávající o čtyřvrstevném substrátu pro potlačení vzájemné vazby v rovině E a [15] pojednávající o potlačení vzájemné vazby pomocí struktur EBG na dvouvrstevném substrátu, taktéž pro rovinu E.

Představená metoda byla vymodelována na dvou samostatných anténách v obou rovinách, o dvou flíčkových elementech, jak je ukázáno na obrázku 4.1. Principiálním základem funkce je omezení vzájemné vazby pomocí tří vrstevného substrátu, jenž uzavřel část vyzařené energie bočním zářením ve vzduchové mezeře mezi dvěma substráty. Dalším významným faktorem je struktura EBG, jenž svou funkcí zakázaného pásma umožnila dosáhnout většího potlačení vzájemné vazby.

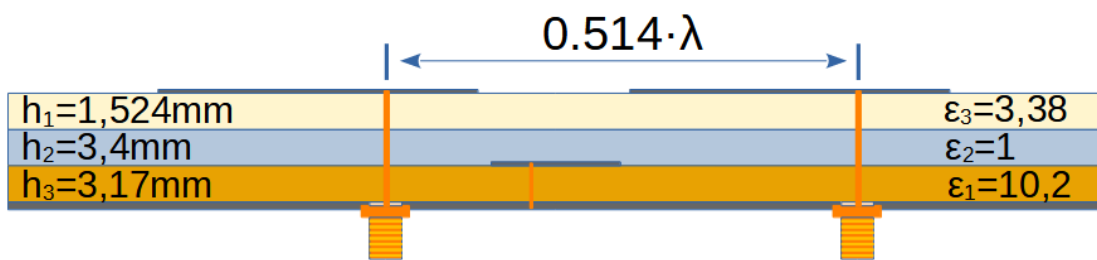


Obrázek 4.1 vyobrazení antén v rovině E a H

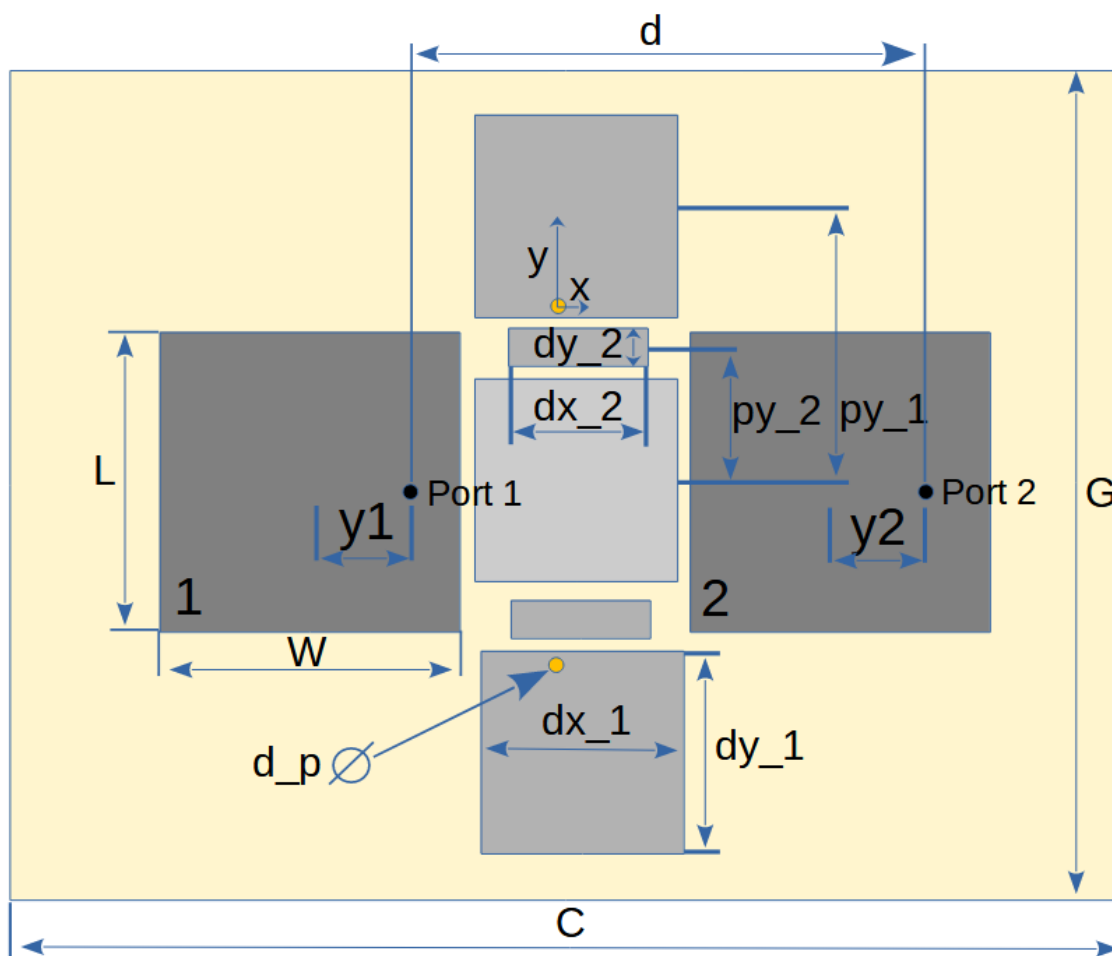
## 4.1 Navržená anténa v rovině E

Pro tento model platí že mezi flíčkovými elementy jsou umístěné dvě EBG struktury s prokovem mezi kterými jsou dva malé obdélníkové flíčky s jedním flíčkem EBG bez prokovu. Rozměry struktury jsou uvedeny v tabulce 4.1 Z obrázku řezu strukturou je možné si povšimnout že rozteč mezi flíčky není doporučených  $0,5\lambda$  ale  $0,514\lambda$  což je způsobeno posunutím pravého konektoru napájení o 1,4mm. Struktura EBG je umístěna na prvním substrátu Arlon AD1000 s relativní permitivitou 10,2 a výškou 3,17 mm. Výška vzduchové mezery je 3,4 mm nad kterou je umístěn substrát Arlon N25 s relativní permitivitou 3,8 a výškou 1,524 mm

Z důvodu vhodnějšího přizpůsobení napájení ke každému elementu zvláště bylo přikloněno k individuální vzdálenosti každého napájecího konektoru. Vzájemná výchylka těchto konektorů je tedy 1,4 mm, což zároveň ovlivňuje i vzájemnou rozteč elementů, protože ta je závislá právě na umístění napájení.



Obrázek 4.2 Řez strukturou v rovině E



Obrázek 4.3 Navržená a okótovaná struktura v rovině E

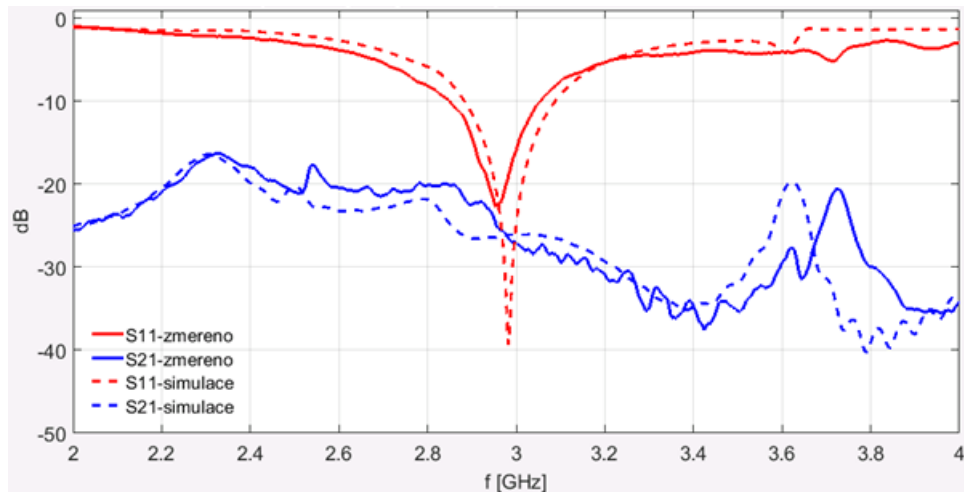
Tabulka 4.1 Tabulka hodnot rozměry antény v rovině E

parametr	[mm]	jméno	[mm]
y1	8,5	x	1,4
y2	9,9	y	7,6
dy_1	17,5	G	100
dy_2	3,28	C	151,4
dx_1	17,5	W	30,6
dx_2	9,6	L	30,6
py_1	26	d	51,4
py_2	13	d	1

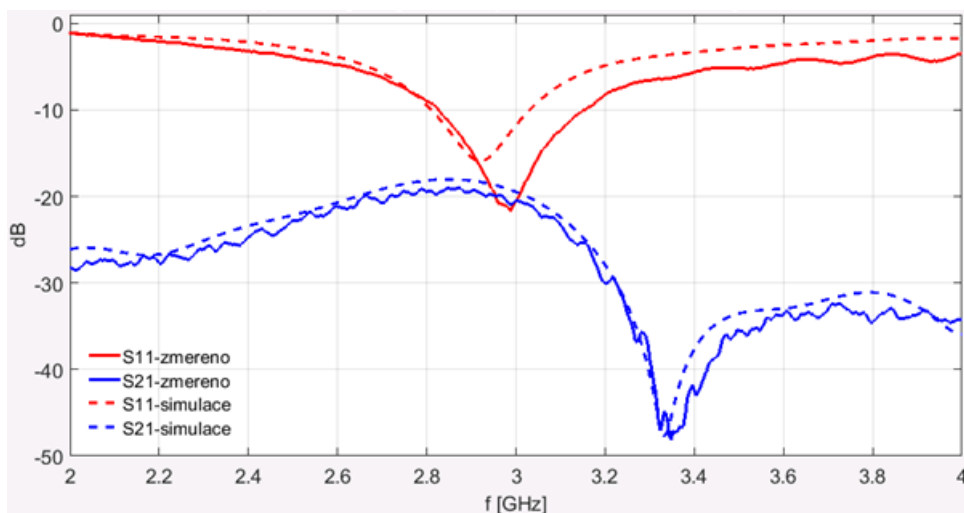
Graf 4.4 Popisuje průběh činitele odrazu a činitele přenosu pro simulovanou a vyrobenou anténu. Rezonanční frekvence vyrobeného antény byla mírně posunuta směrem k nižším frekvencím o 84 MHz, přičemž činitel odrazu dosáhl hodnoty -22 dB pro změřenou variantu ve srovnání se simulační variantou s hodnotou -39 dB. Změřený

činitel přenosu se mírně odchyluje od simulované hodnoty, což pravděpodobně způsobuje nepřesná velikost vzduchové mezery, která je v pro tuto rovinu E kritickým parametrem.

Graf 4.5 popisuje činitele odrazu a přenosu pro anténu bez struktur EBG. Rezonanční frekvence flíčku byla mírně posunuta směrem k vyšším frekvencím o 70 MHz, přičemž činitel odrazu dosáhl hodnoty -21,4 dB pro změřenou variantu ve srovnání se simulační variantou s hodnotou -15,19 dB.

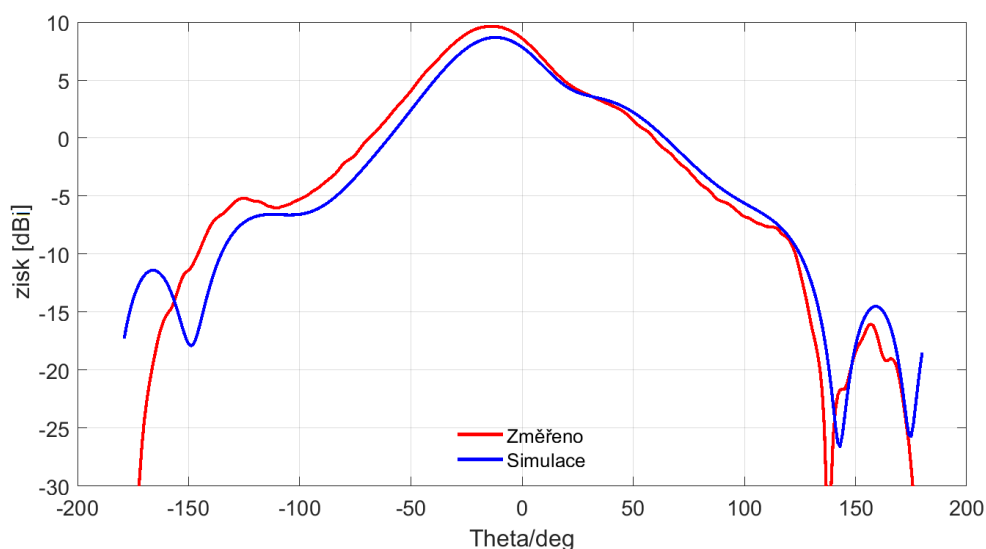


Obrázek 4.4 Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu se strukturou EBG v rovin E

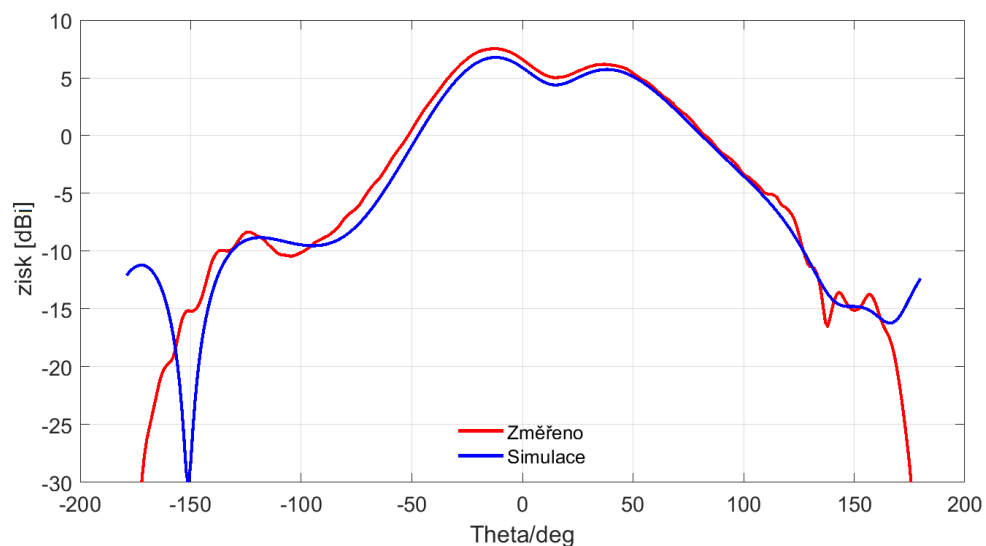


Obrázek 4.5 Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu bez struktury EBG v rovin E

Měření směrových charakteristik dopadlo dle očekávání, jelikož křivky jsou si velice podobné až na rozdíly co do maximálních hodnot zisku. V grafu 4.6 je zobrazena vyzařovací směrová charakteristika pro změřenou a simulovanou anténu v rovině E. Maximální hodnota zisku byla dosažena pro úhel  $-16^\circ$  s hodnotou 9,6 dBi pro změřenou a 8,5 dBi pro simulovanou. V grafu 4.7 je zobrazena směrová charakteristika pro anténu bez EBG, přičemž maximální hodnota byla dosažena při úhlu  $-13^\circ$  s hodnotou 7,5 dBi pro simulovanou a 6,7 dBi pro změřenou.



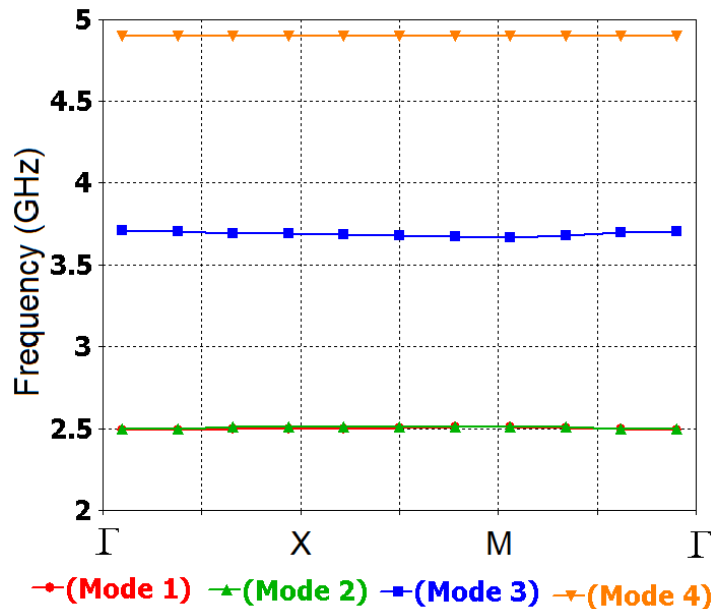
Obrázek 4.6 Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině E pro 3 GHz.



Obrázek 4.7 Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině E bez struktury EBG pro 3 GHz

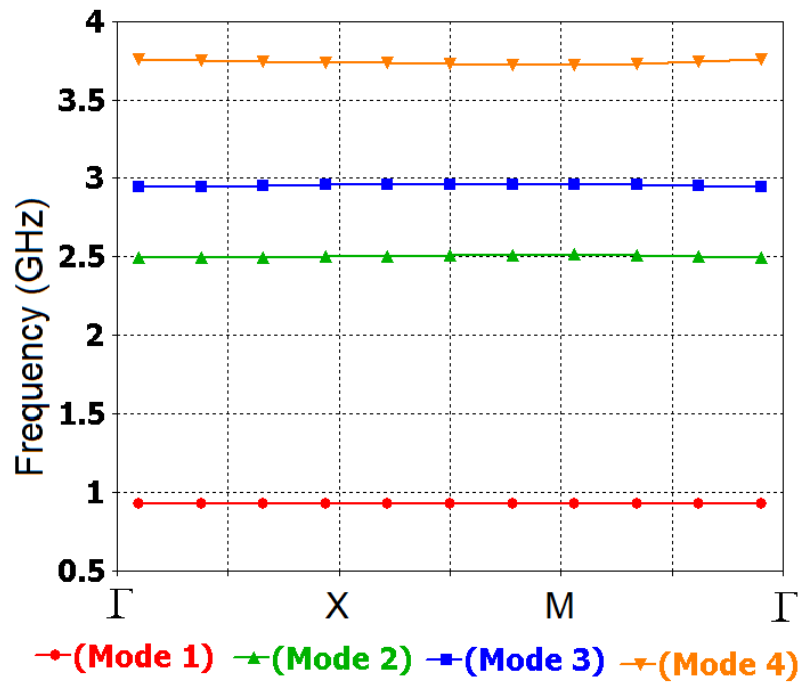
#### 4.1.1 Rozbor struktur EBG

Flíčky struktur EBG byly vyšetřeny pomocí disperzních diagramů, dle kterých byly stanoveny jejich zakázaná pásma, při kterých potlačují zájmové rozhraní frekvencí. Disperzní diagram jednoduchého flíčku je zobrazen v grafu 4.8 zakázané pásmo se nachází v rozmezí 2,5GHz a 3,6 GHz se středem 3,1 GHz. V grafu 4.9 je zobrazen disperzní diagram pro flíček s prokovem jenž pracuje v druhém zakázaném pásmu se středem 3,22 GHz a hranicích zakázaného pásma 2,95 a 3,5 GHz. Je možné si povšimnout že u flíčku EBG s prokovem došlo k razantnímu posunu zakázaného pásma oproti planární struktuře EBG jen díky přidání prokovu. Střední frekvence prvního zakázaného pásma činí 1,6GHz při zmenšení rozměrů o 46,7 %, takto navržená minimalizovaná struktura byla vložena mezi flíčkové elementy, ovšem nebylo dosaženo uspokojivých výsledků, a tak byla zvolena struktura která pracuje v druhém zakázaném pásmu při zachování stejných rozměrů pro oba flíčky EBG.



Obrázek 4.8 Disperzní diagram pro planární flíček EBG

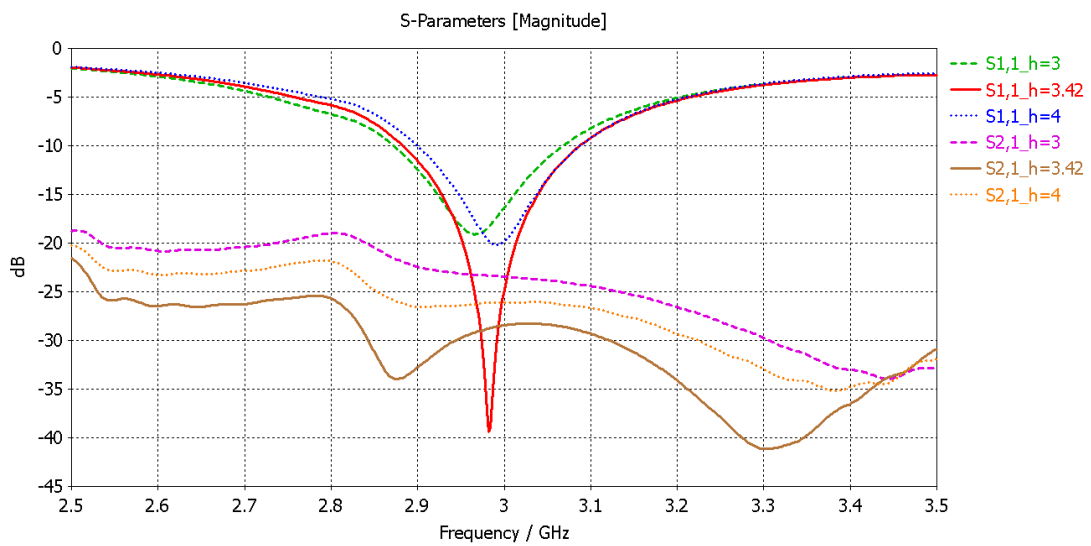




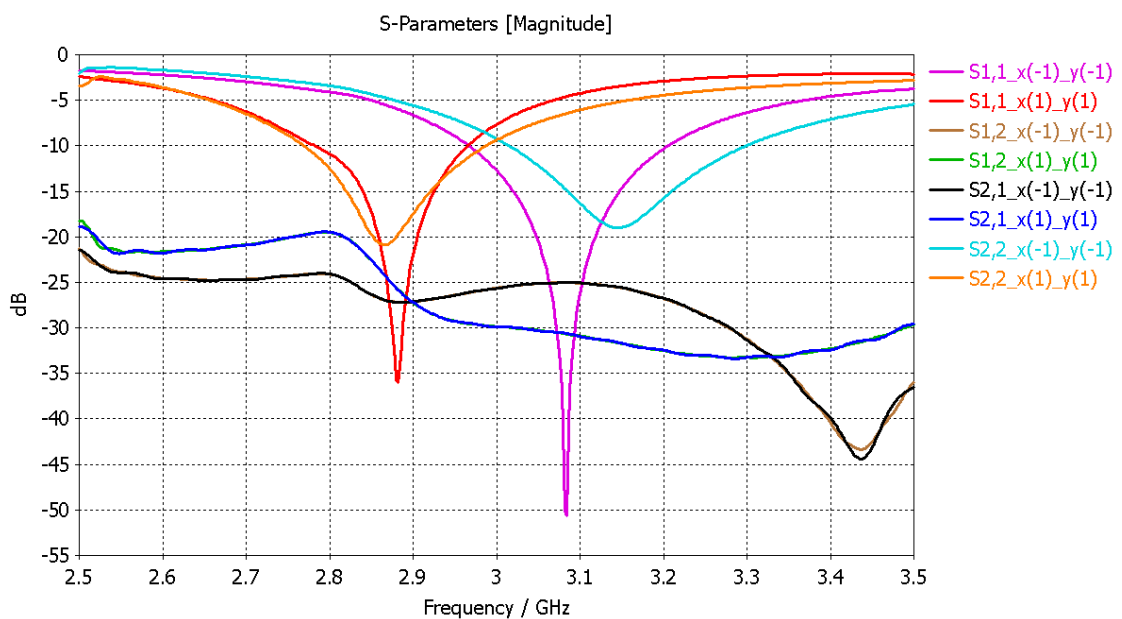
Obrázek 4.9 Disperzní diagram pro flíček EBG s prokovem

#### 4.1.2 Analýza rozptylu hodnot pro rovinu E

Dosažené výsledky pro obě varianty antén jsou uspokojivé ovšem je snaha odhalit důvody nepřesnosti některých výsledku zaviněné výrobními nepřesnostmi či odchylkami. Jako jedna z možných odchylek, která může být pravděpodobná, je velikost vzduchové mezery, jenž je zobrazena v grafu 4.10, tento parametr s ukázal býti pro variantu E kritickým parametrem. Další možnou výrobní chybou může být nepřesné vyvrtání děr pro umístění distančních šroubů což vede k nesouladu posazených substrátů. V grafu 4.11 byla simulačně tato odchylka testována v rozmezí  $\pm 1$  mm v souřadných osách x a y. Bylo zjištěno že se tento parametr významně podílí na výsledné rezonanční frekvenci antény rovině E.



Obrázek 4.10 Rozmítání vzduchové mezery v rovině E



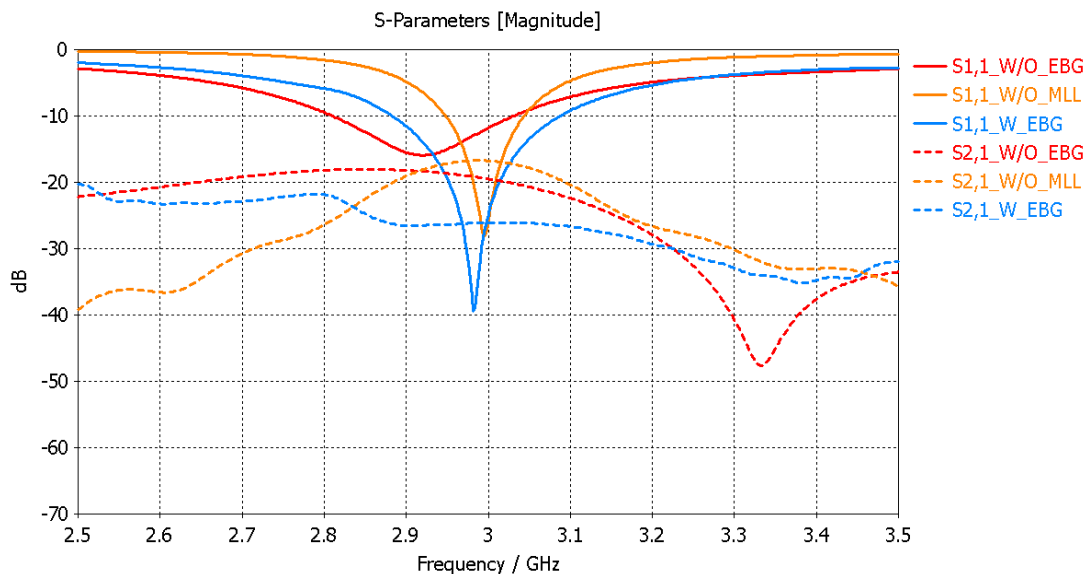
Obrázek 4.11 Rozmítání nesouladu umístěných substrátů v rovině E

### 4.1.3 Rozbor účinnosti jednotlivých použitých metod v rovině E

Zatím zde byla rozebrána jen účinnost potlačení celkového návrhu. V této části bude pozornost zaměřena na jednotlivé části návrhu technik potlačení. Použité techniky, které byly postupně dle požadavků ale i účinnosti zvoleny jsou, technika více vrstvého

substrátu a struktur EBG. Technika více vrstvého substrátu je pro tento rozbor stěžením, jelikož umístěním elementů a struktur EBG na jeden substrát dojde k přílišnému přiblížení, a tedy i k rozladění.

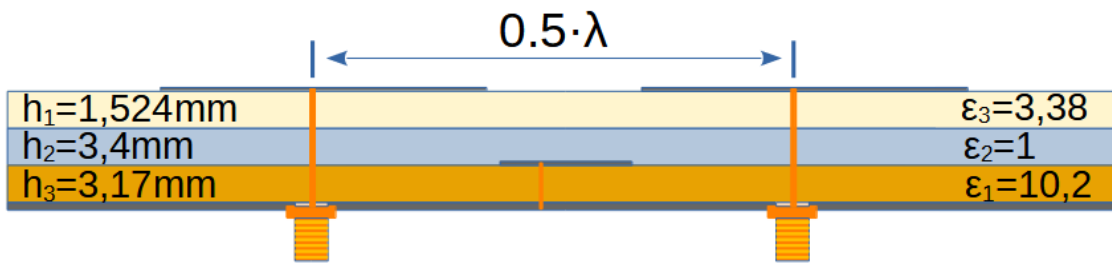
V grafu 4.12 jsou zobrazeny činitele odrazu a přenosu pro jednotlivé konfigurace. Základní konfigurace bez struktury EBG i MLL je označena oranžovou barvou. Zlepšení činitele přenosu o 2,7 dB bylo dosaženo vložením dvouvrstvého substrátu se vzduchovou, což je zobrazeno červenou barvou mezerou. Přidáním struktury EBG, která je zobrazena modrou barvou, bylo dosaženo zlepšení o 6,5 dB. Celkové potlačení v rovině E činí 9,2 dB.



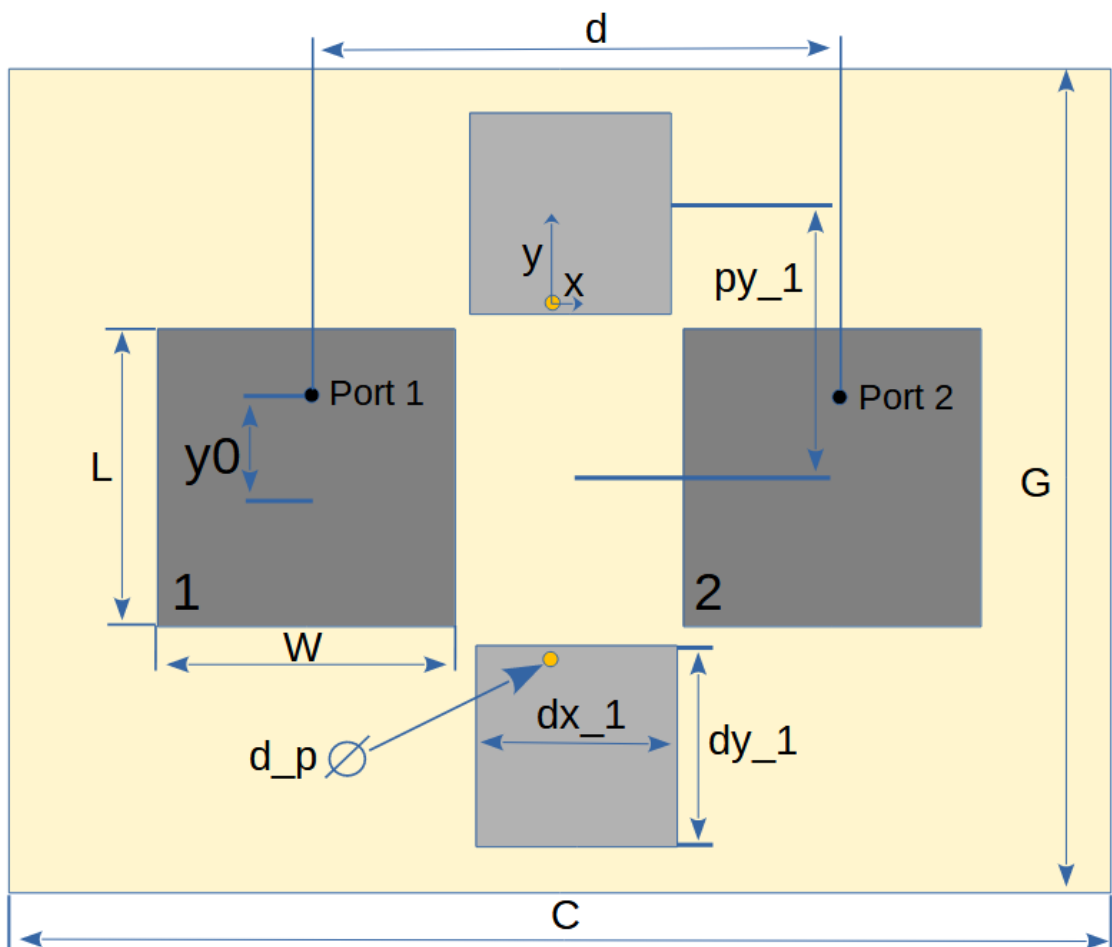
Obrázek 4.12 Porovnání jednotlivých metod dle činitele odrazu a přenosu pro anténu v rovině E

## 4.2 Navržená anténa v rovině H

Pro tento model platí že mezi flíčkovými elementy jsou umístěné dvě EBG struktury s prokovem po krajích flíčku, mezi nimi již žádné struktury omezující vzájemnou vazbu nejsou. V Tabulce 4.2 jsou uvedeny Na obrázku 4.13 je zobrazen řez navrženou strukturou, kde je patrné umístění EBG struktury, které je přesně na středu mezi napájením ve vzdálenosti  $0,5\lambda$ , což oproti anténě v rovině E usnadnilo návrh a nemuselo být přikloněno k posunutí napájení.



Obrázek 4.13 Řez strukturou v rovině H

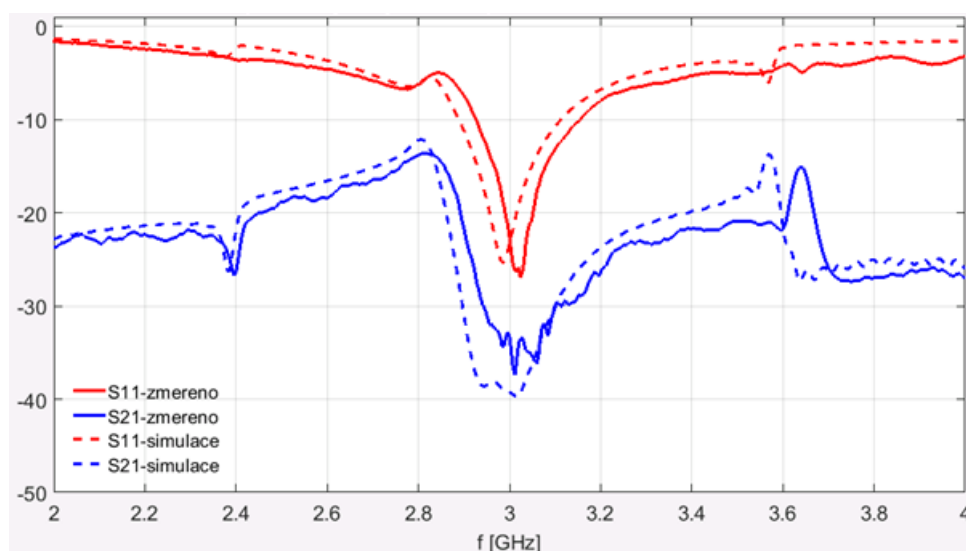


Obrázek 4.14 Navržená a okótovaná struktura v rovině H

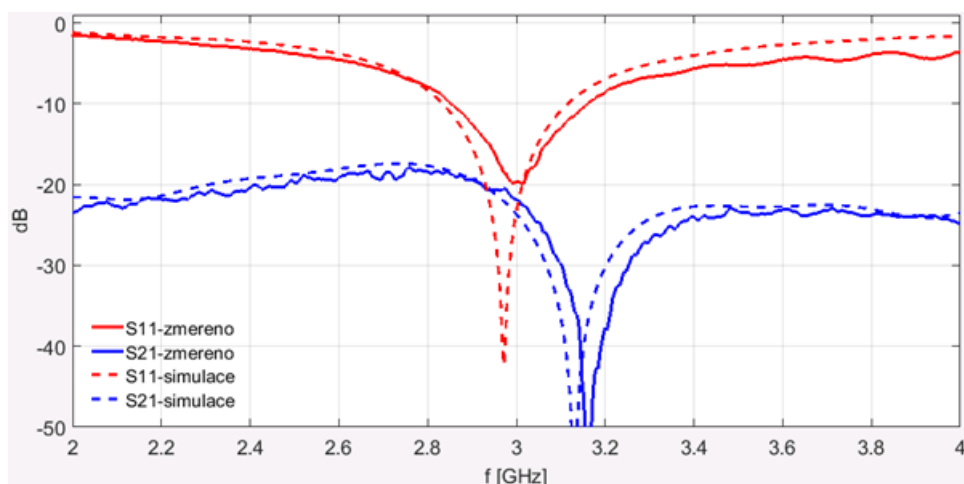
Tabulka 4.2 Tabulka hodnot rozměry antény v rovině H

parametr	[mm]	jméno	[mm]
y0	11,2	C	150
dy_1	17,5	W	31,2
dx_1	17,5	L	31,2
py_1	26	d	50
x	1,4	d_p	1
y	7,6		

Činitel odrazu a přenosu pro anténu v rovině H je popsán v grafu 4.15. Činitel přenosu byl vychýlen pouze o 20 MHz směrem k vyšším frekvencím, kde dosažená hodnota byla -26,5 dB pro změřenou variantu a -25 dB pro simulovanou variantu. V grafu 3.22 je zobrazen činitel odrazu a přenosu pro anténu bez struktury EBG, přičemž výsledky se příliš neliší od očekávaných hodnot.

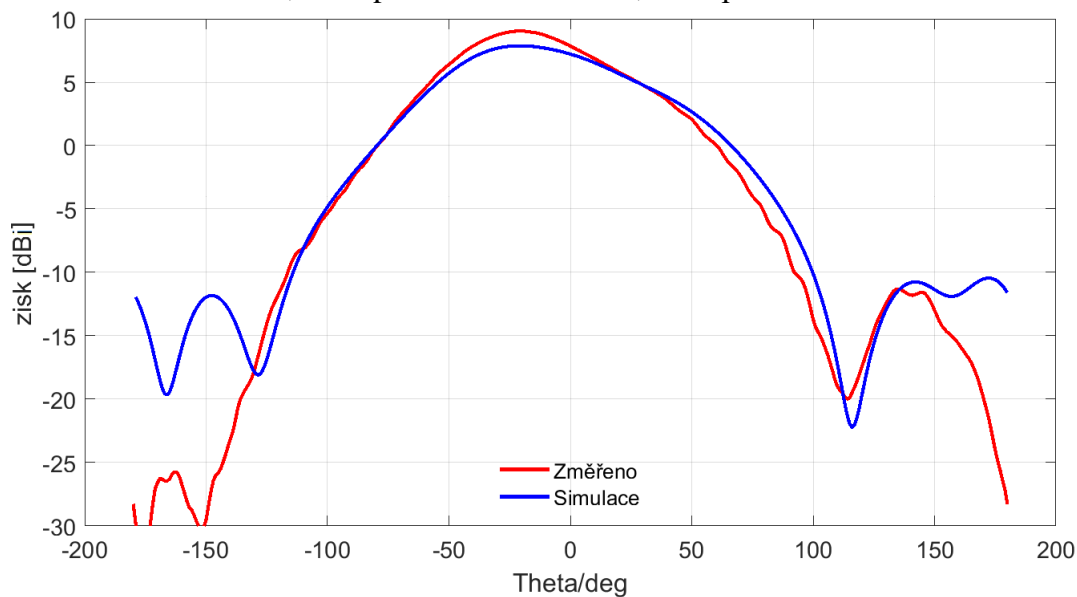


Obrázek 4.15 Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu se strukturou EBG v rovině H

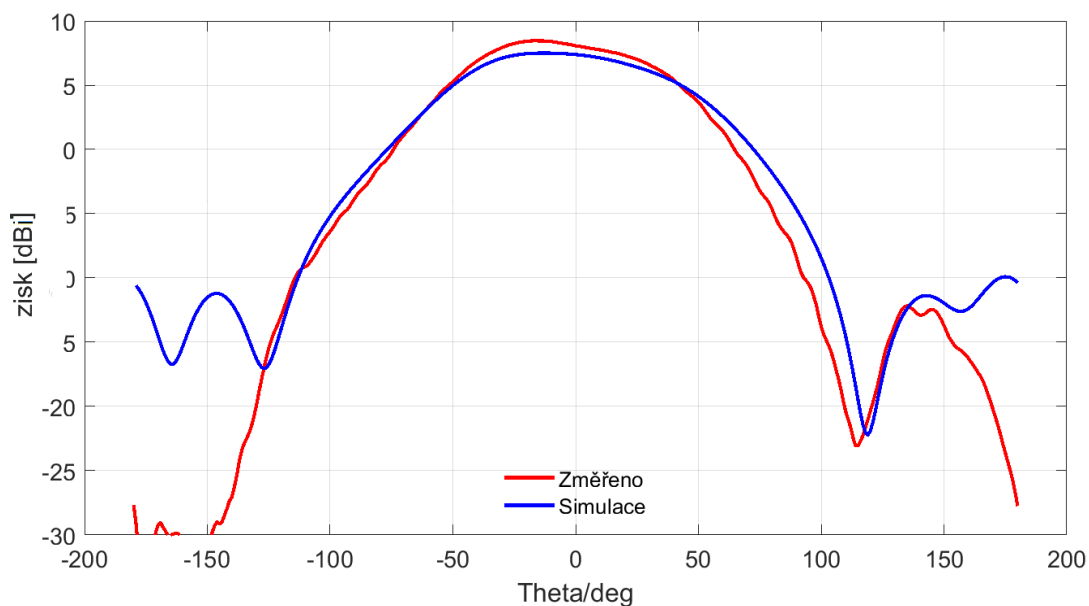


Obrázek 4.16 Činitel přenosu a odrazu pro simulovanou a změřenou anténu bez struktury EBG v rovině H

V grafu 4.17 je zobrazena vyzařovací směrová charakteristika pro změřenou a simulovanou anténu v rovině H. Maximální hodnota zisku byla dosažena pro úhel  $-22^\circ$  s hodnotou 7,9 dBi pro změřenou a 9 dBi pro simulovanou. V grafu 4.18 je zobrazena směrová charakteristika pro anténu bez EBG, přičemž maximální hodnota byla dosažena při úhlu  $-18^\circ$  s hodnotou 8,5 dBi pro simulovanou a 7,5 dBi pro změřenou.



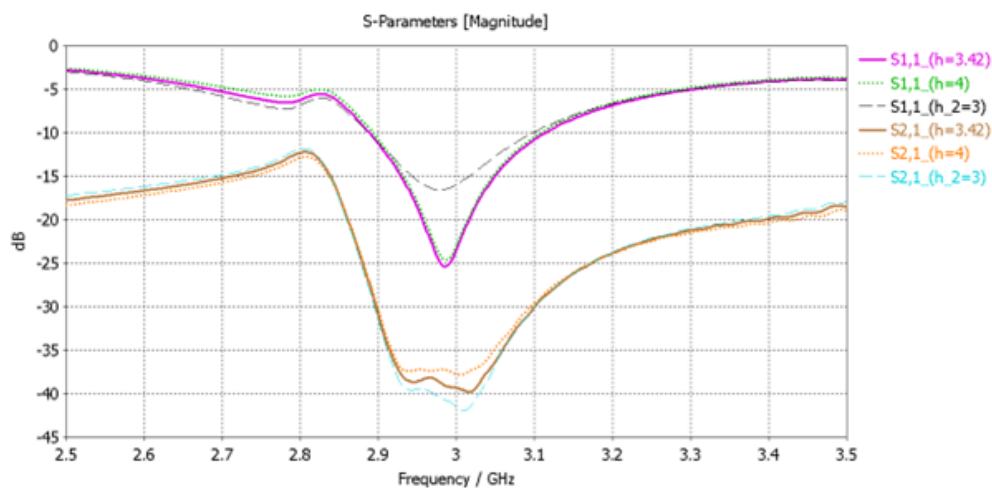
Obrázek 4.17 Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině H pro 3 GHz.



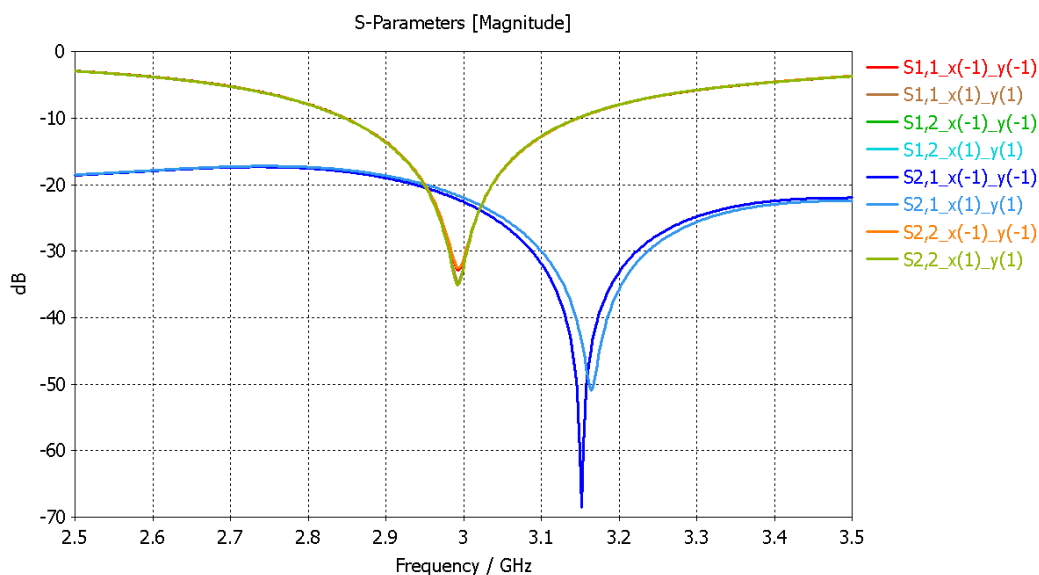
Obrázek 4.18 Změřená a simulovaná směrová charakteristika souhlasné polarizace dvojice flíčku v rovině H bez struktury EBG pro 3 GHz

#### 4.2.1 Analýza rozptylu hodnot pro rovinu H

Oproti rovině E, nemá velikost vzduchové mezery příliš velký vliv na celkovou funkci antény, což je vyobrazeno v grafu 4.19. V Grafu 4.20 je zobrazen vliv nesouladu substrátů jenž se ukázal být zanedbatelný pro anténu v rovině H.



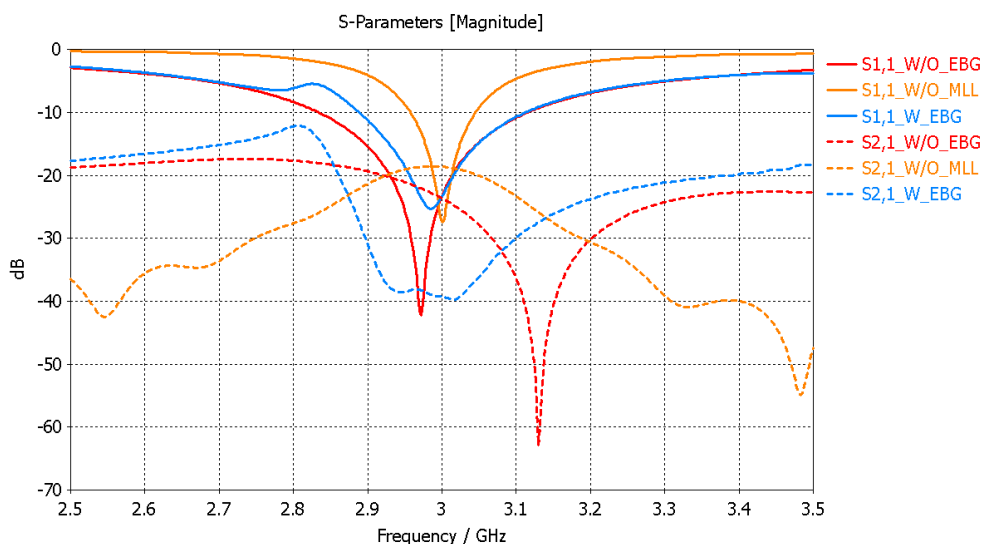
Obrázek 4.19 Rozmítání vzduchové mezery pro rovinu H



Obrázek 4.20 Rozmítání nesouladu umístěných substrátů v rovině H

#### 4.2.2 Rozbor účinnosti jednotlivých použitých metod v rovině H

V grafu 4.21 jsou zobrazeny činitele odrazu a přenosu pro jednotlivé konfigurace. Základní konfigurace bez struktury EBG i MLL je označena oranžovou barvou. Zlepšení činitele přenosu o 5 dB bylo dosaženo vložením dvouvrstvého substrátu se vzduchovou, což je zobrazeno červenou barvou mezerou. Přidáním struktury EBG, která je zobrazena modrou barvou, bylo dosaženo zlepšení o 15,6 dB. Celkové potlačení v rovině H činí 20,6 dB.



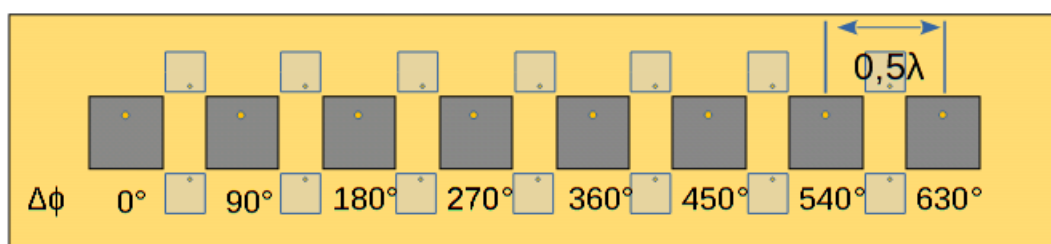
Obrázek 4.21 Porovnání jednotlivých metod dle činitele odrazu a přenosu pro anténu v rovině E



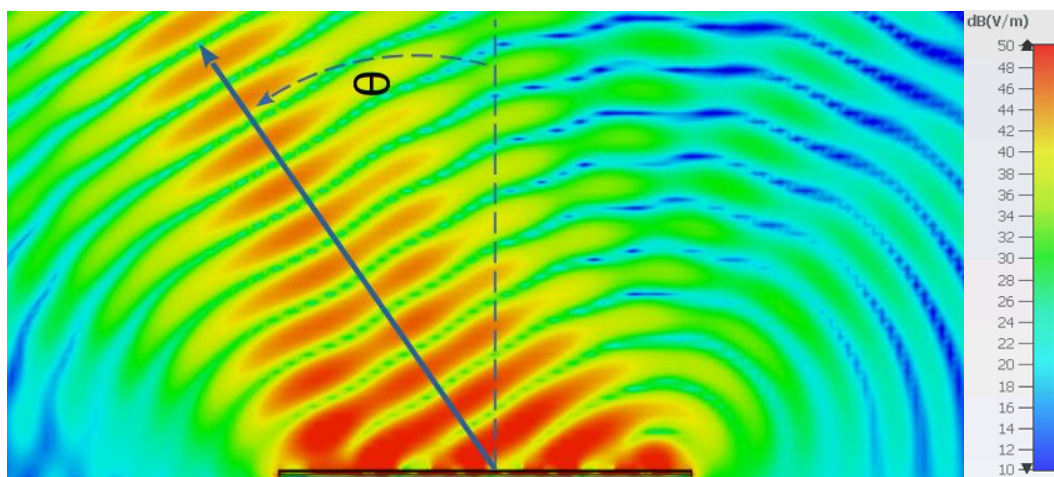
### 4.3 Anténní řada o osmi elementech

Čistě se zájmem byla navržená struktura potlačující vzájemnou vazbu dvou elementů rozšířena o dalších 8 elementů mezi kterými byla struktura EBG na vícevrstevném substrátu a simulačně ověřena funkce na této řadě. Dle požadavků na skenování řady byla vybrána rovina H.

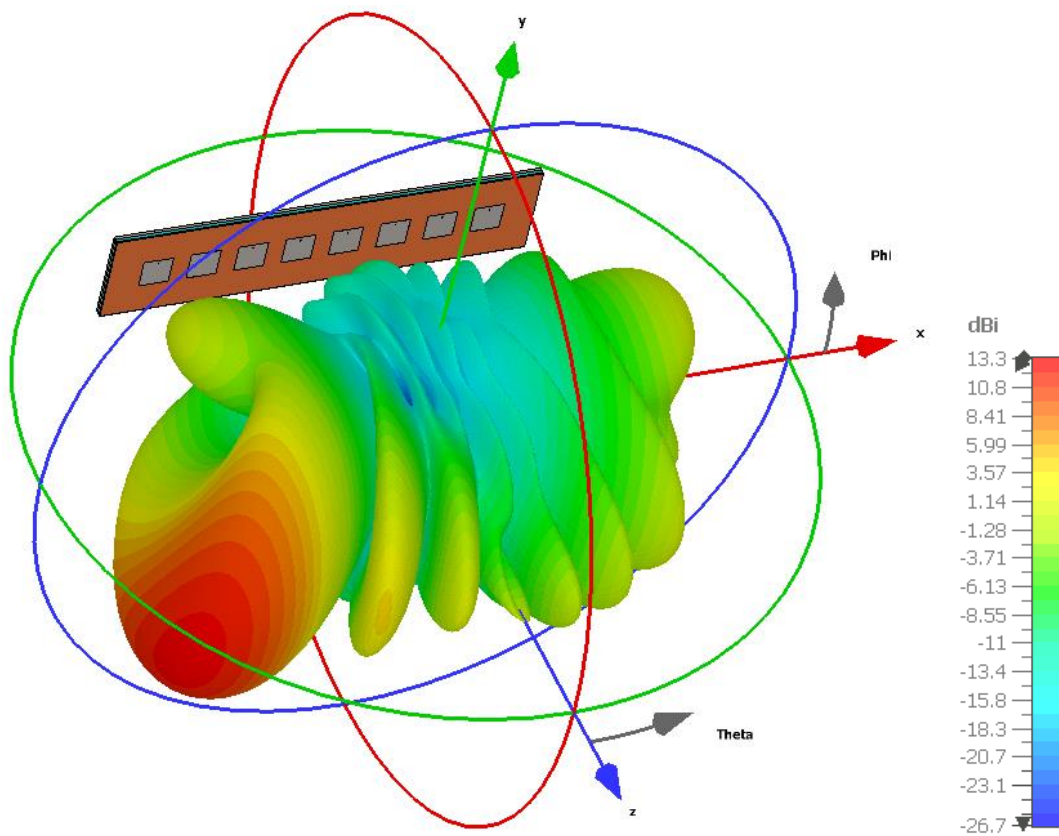
Vychylování svazku probíhalo dle popsané teorie v první kapitole, změna fáze byla spočtena dle vztahu (1.1) a každý element byl napájen s posunutou fází dle potřeby.



Obrázek 4.22 Řada 8 elementů s flíčky na 3 substrátu (vrchní strana), se strukturou EBG na prvním substrátu



obrázek 4.23 Ukázka vychýlení svazku o  $30^\circ$  dle intenzity elektrického pole pro řadu s nastaveným fázovým posunem dle o  $90^\circ$



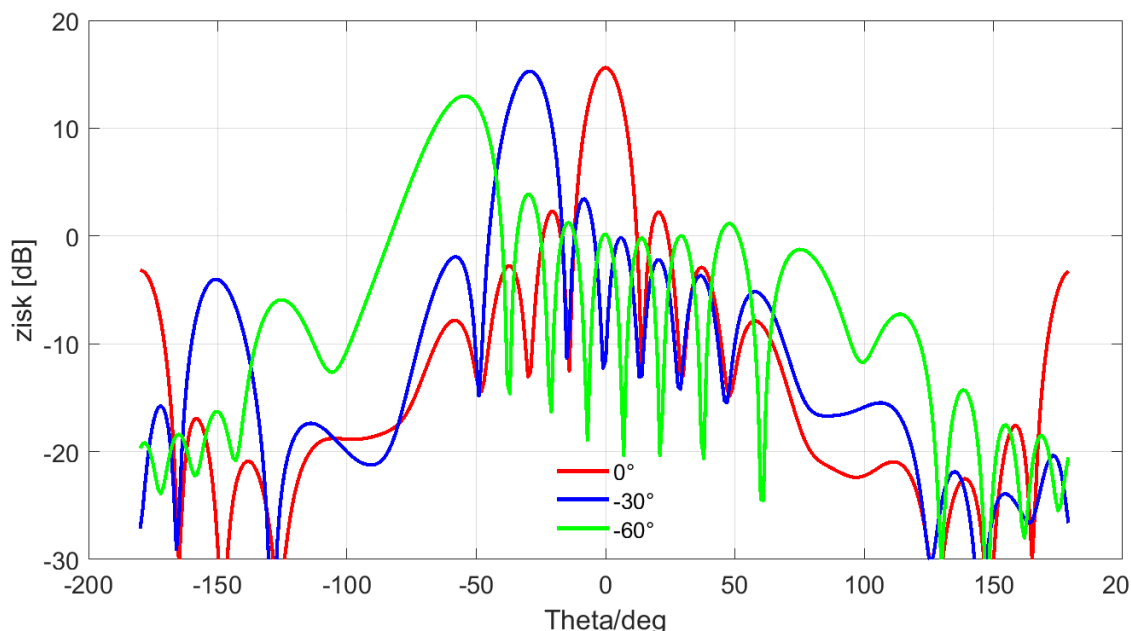
obrázek 4.24 Ukázka 3D vizualizace vychýlení svazku o 60°

Tabulka 4.3 představuje podstatné vyhodnocení anténní řady, z které jsou patrné hlavní důvody proč je nutné vzájemnou vazbu řešit. Tabulka 4.3 se zabývá třemi konfiguracemi anténní řady, těmi jsou, komplet což je řada s metodou MLL a EBG, poté Bez EBG ale s MLL a poslední Bez MLL a bez EBG. Úhel vychýlení značí nastavenou hodnotu úhlu a dosažený úhel který byl dle simulací naměřen dle maximálního zisku. Pro směrovost platí že se jedná o maximální možnou hodnotu zisku, Zisk bez ztrát je bez ztrát na přizpůsobení antén a zisk se ztrátami počítají i se ztrátami na přizpůsobení. Je nutné zmínit že použitá technika potlačení nebyla optimalizována na použitou řadu 8x1 elementů, tudíž se mohou zde uvedené výsledky zdát nepřesvědčující. Kvalitu zpracované anténní řady je možné posoudit pro kritický úhel 60°, kde hlavním rozdílem při porovnání s kompletní strukturou a bez MLL a EBG, je dosažený úhel vychýlení o 9° vyšší. Žádná z použitých metod neměla významný vliv na šířku hlavního svazku či na úroveň postranních laloků

Tabulka 4.3 Tabulka účinnosti vyzařování dle zisku hlavního laloku

Metoda	Komplet	Bez EBG	Bez MLL	Komplet	Bez EBG	Bez MLL	Komplet	Bez EBG	Bez MLL
Uhel vychýlení	60°	60°	60°	30°	30°	30°	0°	0°	0°
Dosažený úhel	55	55	46	29	29	25	0	0	0
Směrnost [dBi]	13,6	13,3	14,6	15,4	15,5	15	15,6	16	15
Zisk bez ztrát[dB]	13,5	13,3	14,2	15,3	15,5	14,8	15,6	15,9	14,8
Zisk se ztrátami[dB]	13,2	13,2	14,2	15,3	15,5	14,7	15,5	15,9	14,6

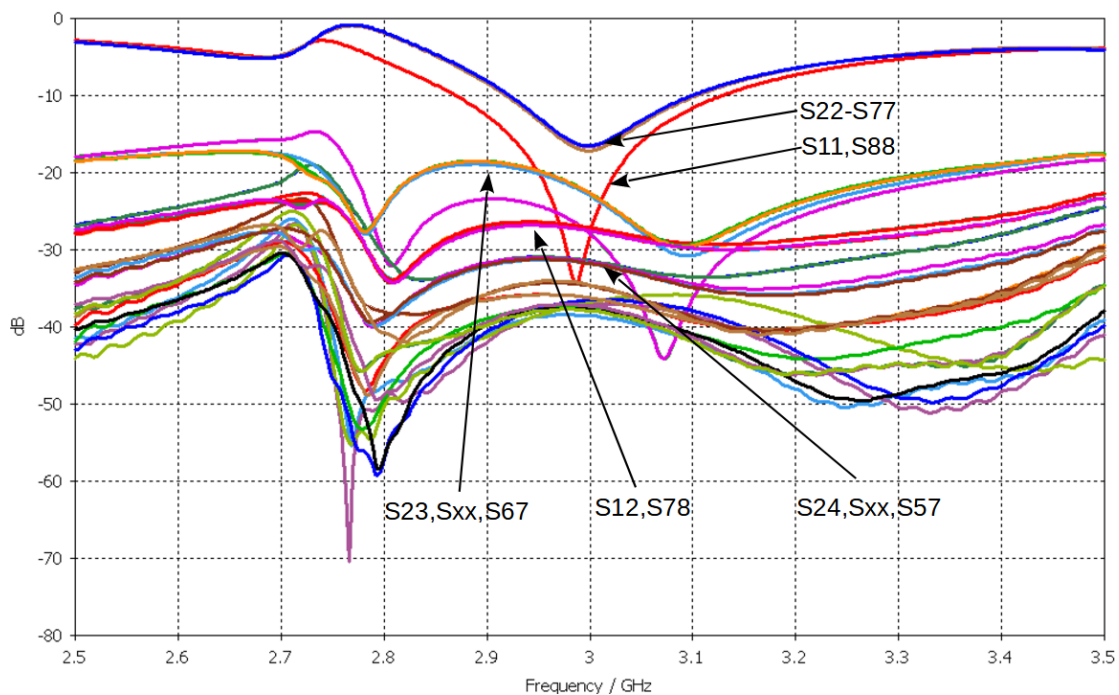
V grafu 4.25 je zobrazena simulační výsledek z vychylování svazku pro řadu se strukturou EBG a MLL dle nastaveného úhlu. Při úhlu vychýlení o 60° již dochází k mírným deformacím svazku.



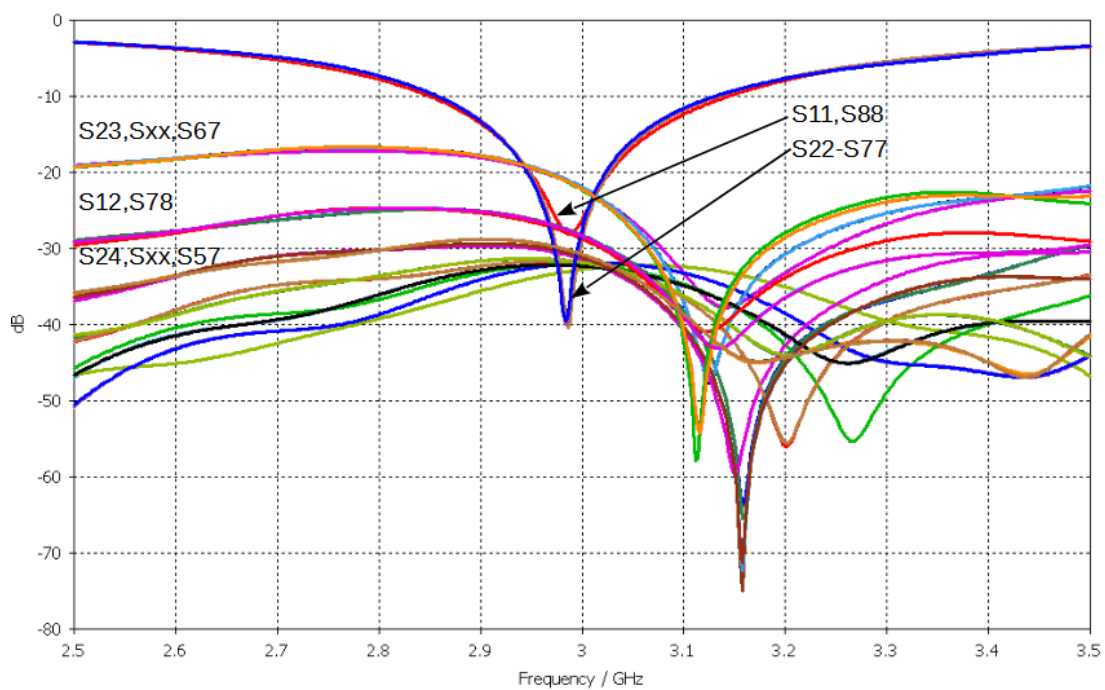
Obrázek 4.25 Graf skenování pro fázovou anténní řadu pod úhlem 0°, 30° a 60°

Zhodnocení S-parametrů bylo provedeno pro tři konfigurace, jak bylo zmíněno výše. Kompletní návrh z grafu 4.26 vykazuje dobré přizpůsobení elementů na kraji elementů označené S11, S88 ovšem u vnitřních elementů označené S22-S77 je přizpůsobení jen -17 dB. Vzájemná vazba je horší pro vnitřní elementy a to -22,6 dB označené S23, Sxx, S67, pro kterou nebyla potlačující struktura modelována, ovšem pro krajní elementy označené S12, S78 již splňuje očekávanou míru potlačení pod -25 dB. V grafu 4.27 byla odebrána struktura EBG. Z vyhodnocení je patrné že se míra vzájemné vazby příliš

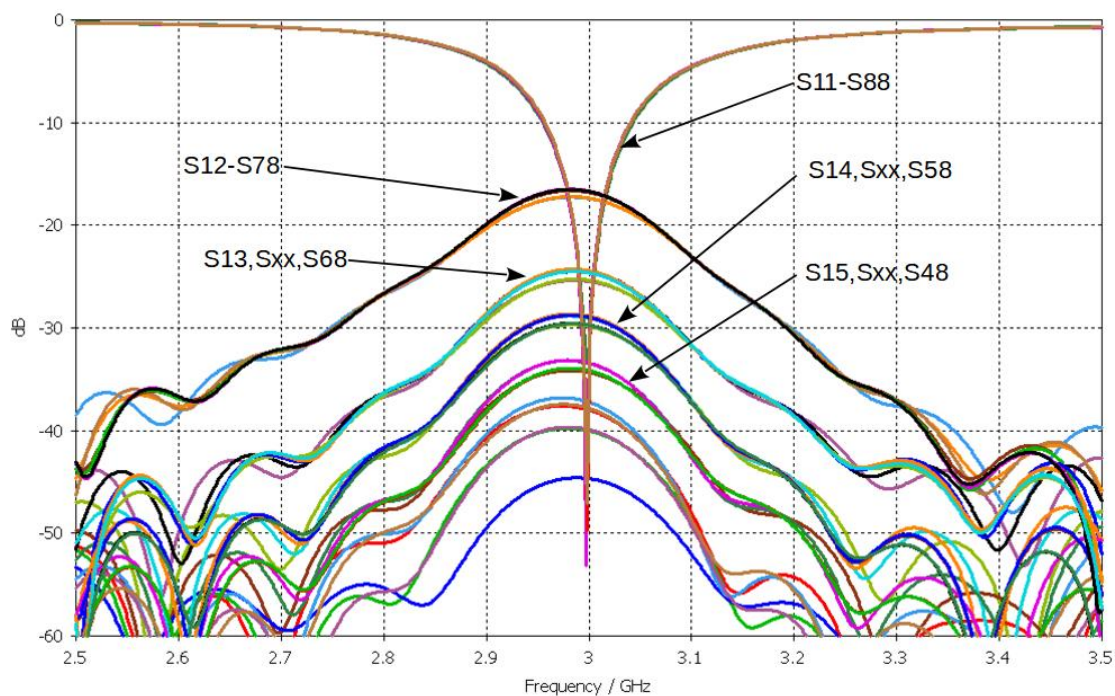
nezměnila. Činitel odrazu se ukázal být lepší u prostředních elementů. Vyhodnocení na grafu 4.28 bylo provedeno na jednom substrátu bez struktury EBG a techniky MLL, ač byl činitel odrazu vysoký, činitel přenosu pro vzájemnou vazbu sousedních elementů dosahoval hodnoty -17,2 dB, pro ob jeden prvek je poté vzájemná vazba -24,7 dB.



Obrázek 4.26 S-parametry pro anténní řadu 8 elementů v rovině H



Obrázek 4.27 S-parametry pro anténní řadu 8 elementů bez struktury EBG v rovině H



Obrázek 4.28 S-parametry pro anténní řadu 8 elementů bez struktury EBG a ML v rovině H

## 5. ZÁVĚR

Cílem práce bylo seznámit se s principy vzájemné vazby mezi dvojicí flíčkových elementů pro kmitočtové pásmo 3 GHz a návrhu vhodné struktury pro její potlačení. Je všeobecná snaha u fázových řad dosáhnout rozteče mezi elementy menší jak  $0,5\lambda$ , to ovšem sebou přináší problém v podobě vzájemné vazby.

V této Diplomové práci je stručně probrána teorie k vzájemné vazbě a vysvětleny principy pro specifické použití ve fázovaných řadách. Dále je probrána základní teorie k fázovaným anténním řadám. Byly zmíněny důležité parametry flíčkových antén, jež se zdají být užitečné pro použití v planárních anténních řadách. Byly navrženy dva flíčkové zářiče dle popsaných vztahů. Stěžením návrhu zářičů bylo dosáhnout šířky pásma mezi 5 až 10 procenty což se povedlo přiblížit s hodnotou 4,3 při poklesu -10dB na krajích činitele odrazu. Hlavním důvodem, proč nebyla plně dosažena šířka pásma je omezená nabídka substrátů ze stran výrobců co do tloušťky.

Byla rozebrána samotná problematika vzájemné vazby, a to pomocí simulačních sond jež byly umístěné na pozici druhého flíčku který byl z důvodu vlastní rezonance odstraněn. Simulace byla provedena jak pro rovinu E, tak i pro rovinu H. Byla zjištěna významná vazba pro flíčky v rovině E, způsobená postranním zářením, které se projevilo pro osu měření Z. vyhodnocení dle činitele přenosu probíhalo již pro dvojici flíčků do jejíž přenosové cesty byly vloženy absorbéry s definovanými parametry jako je permitivita a ztrátový činitel s hodnotou 55. Tímto vyhodnocením byly vyšetřeny hlavní druhy šíření. Simulacemi byl zjištěn významný vliv přenosu přes volný prostor a to až 3násobný. Simulace dle simulačních sond také prokázala významný vliv vazby volným prostorem. Vliv postranního vyzařování bylo prozkoumáno změnou výšky substrátu a permitivity. Bylo zjištěno že s narůstající permitivitou roste vzájemná vazba pro volný prostor a povrchu substrátu, naopak tomu je v substrátu. Při změně výšky substrátu rostla vzájemná vazba pro všechny simulační sondy.

V úvodu třetí kapitoly byla snaha uvést dostupné metody potlačení vzájemné vazby a stručně vysvětlit jejich princip. Zvláště byla pozornost zaměřena na struktury a metody jež byly pro návrh finální verze využity, a to struktury s elektromagnetickým zádržným pásmem EBG a metody multi-materiálů MLL. Většina zmíněných metod a zdrojů byla navržena a vyzkoušena, nicméně výsledky z jednotlivých pokusů nebyly dále prezentovány. Bylo by dobré zmínit že oproti použitým metodám se ukázala být vhodná i metoda defektní struktury v zemnicí rovině DGS Bi-Directional-EBG od které bylo nakonec upuštěno z důvodu nefunkčnosti v souvislosti s technikou MLL. Závěrem je poté uvedena přehledná tabulka dalších zvažovaných metod.

Další podkapitola se zabývá již návrhem finální antény s potlačující strukturou. Kapitola je členěna dle hlavní vyzařovací roviny E a H. Nejprve je ukázána struktura v řezu a dále je okótována anténa z vrchní strany a uvedena tabulka s rozměry. Byl změřen činitel odrazu a přenosu pro obě roviny. Ukázalo se, že výsledky z měření se až na malé rozdíly shodují s výsledky ze simulací. Možné nesrovnalosti se změřenou a simulovanou hodnotou jsou kladeny za vinu nepřesnosti výroby, která se převážně projevila posunem rezonanční frekvence, což je pravděpodobně způsobeno nesouladem posazených substrátů z důvodu nepřesnosti vyvrtaných děr. V bez odrazové komoře byla vyrobená anténa změřena pro obě roviny jak se strukturou, tak i bez ní. Výsledné průběhy byly téměř totožné až na maximální hodnoty kde změřená anténa vykazovala o 1 až 1,5 dB vyššího zisku. Jelikož se odchylka má pohybovat maximálně k hodnotě 0,5 dB, bylo překročeno k přesnější simulaci frekvenční analýzou, kde bylo dosaženo stejných simulačních výsledků. Z celkového vyhodnocení použitých metod se zdá vyvodit výsledek potlačení pro jednotlivé roviny E a H kde pro rovinu E bylo dosaženo potlačení 9,2 dB a pro rovinu H 20,6 dB. V poslední části je anténa v rovině H rozšířena o 8 prvků a simulováno vychylování svazku. Byl testován vliv jednotlivých konfigurací fázové anténní řady a výsledky uvedeny v tabulce 4.3. Použitá metoda EBG společně s technikou MLL nevykazovala tak uspokojivé výsledky, jak bylo předpokládáno, což je patrně způsobeno rozladěním struktur EBG, jestliže se nachází uprostřed mřížky. Pro opětovné vyladění struktury EBG by bylo zapotřebí brát v úvahu i okolní prvky nejlépe pak v matici 3x3. metoda MLL se ukázala být odolná vůči rozšíření mřížky. Pro kritický úhel 60° se již konfigurace bez EBG a MLL projevila velice negativně kde oproti dvěma případům se strukturami potlačení, dosáhla vychýlení svazku jen 46°. Z S-parametrů jednotlivých konfigurací je patrný vztah činitele přenosu k sousedním elementům, čím jsou dál tím je vzájemná vazba slabší. V grafu 4.28 jsou ukázány S-parametry bez jakéhokoliv způsobu potlačení kde až elementy ob jeden splňují podmínku činitele přenosu pod -25 dB. V přílohách jsou uvedeny obrázky z měření a jednotlivé vrstvy antén. Dále je uveden odborný článek, jenž byl vypracován na téma této diplomové práce a představen v rámci 29 ročníku studentské konference EEICT na Vysokém učení technickém v Brně, fakultě elektronika a sdělovací technika. Dále jsou uvedeny fotky z měření a sestavených antén.

## LITERATURA

- [1] NADEEM, Iram a Dong-You CHOI. Study on Mutual Coupling Reduction Technique for MIMO Antennas. *IEEE Access* [online]. 2019, 7, 563-586 [cit. 2022-12-26]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2018.2885558
- [2] GEORGIADIS, Apostolos. *Phased Array Antenna Handbook – Third edition* R. J. Mailloux Artech House, 16 Sussex Street, London, SW1V 4RW, UK. 2018. xvii; 530pp. Illustrated. £135 ISBN 978-1-63081-029-0. *The Aeronautical Journal* [online]. 2018, 122(1258), 2053-2054 [cit. 2023-05-17]. ISSN 0001-9240. Dostupné z: doi:10.1017/aer.2018.138
- [3] *Phased Array Antenna Patterns—Part 1: Linear Array Beam Characteristics and Array Factor*, vol. 54, no. 2. analog-dialogue, 2020. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-54/number-2/phased-array-antenna-patterns-part-1-linear-array-beam-characteristics-and-array-factor.pdf>
- [4] ŠEDIVÝ, Pavel. *Fázované anténní řady pro radarové systémy: přednáška*. 2021. Pardubice, 2021
- [5] Singh G, Sharma M. Study of different microstrip patch antenna and their feeding schemes. *International J Adv Res, Ideas Innov Technol*. 2018;4(3):1315–21
- [6] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005. ISBN 978-0-471-66782-7
- [7] Kiani-Kharaji M, Hassani HR, Mohammad-Ali-Nezhad S. Wide scan phased array patch antenna with mutual coupling reduction. *IET Microwaves Antennas Propag*. 2018;12(12):1932–1938
- [8] KAKEPOTO, Ghulam Fatima, Shao-Qiu XIAO a Farman Ali MANGI. Circularly polarized scanning phased array antenna based on circular polarizer. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications* [online]. 2020, 34(18), 2514-2526 [cit. 2023-05-17]. ISSN 0920-5071. Dostupné z: doi:10.1080/09205071.2020.1828180
- [9] ŠEBESTA, Jiří. *Radiolokace a radionavigace: přednášky*. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2004. ISBN 80-214-2482-6.
- [10] TARGONSKI, S.D. a R.B. WATERHOUSE. An aperture coupled stacked patch antenna with 50% bandwidth. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1996 Digest* [online]. IEEE, 1996, s. 18-21 [cit. 2023-05-17]. ISBN 0-7803-3216-4. Dostupné z: doi:10.1109/APS.1996.549532
- [11] KONG, Deok Kyu, Jaesik KIM, Daewoong WOO a Young Joong YOON. Broadband Modified Proximity Coupled Patch Antenna with Cavity-Backed Configuration. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science* [online]. 2021, 21(1), 8-14 [cit. 2023-05-17]. ISSN 2671-7255. Dostupné z: doi:10.26866/jees.2021.21.1.8



- [12] CIVEROLO, M. a D. ARAKAKI. Aperture coupled patch antenna design methods. In: 2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI) [online]. IEEE, 2011, 2011, s. 876-879 [cit. 2022-12-21]. ISBN 978-1-4244-9563-4. Dostupné z: doi:10.1109/APS.2011.5996415
- [13] LI, Kunkun, Min MIAO a Xiaolong DUAN. A Novel EBG Planar for High Speed PCB EMI Rejection. In: 2020 21st International Conference on Electronic Packaging Technology (ICEPT) [online]. IEEE, 2020, 2020, s. 1-4 [cit. 2023-05-17]. ISBN 978-1-7281-6826-5. Dostupné z: doi:10.1109/ICEPT50128.2020.9202883
- [14] KOVÁCS, Peter. Návrh a optimalizace struktur s elektromagnetickým zádržným pásmem [online]. Brno, 2011 [cit. 2023-05-17]. Dostupné z: <http://hdl.handle.net/11012/599>. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Zbyněk Lukeš.
- [15] RAJO-IGLESIAS, Eva, Óscar QUEVEDO-TERUEL a Luis INCLAN-SANCHEZ. Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays by Using a Planar EBG Structure and a Multilayer Dielectric Substrate. IEEE Transactions on Antennas and Propagation [online]. 2008, 56(6), 1648-1655 [cit. 2023-05-17]. ISSN 0018-926X. Dostupné z: doi:10.1109/TAP.2008.923306
- [16] RAJO-IGLESIAS, Eva, Luis INCLAN-SANCHEZ, Jose-Luis VAZQUEZ-ROY a Enrique GARCIA-MUNOZ. Size Reduction of Mushroom-Type EBG Surfaces by Using Edge-Located Vias. IEEE Microwave and Wireless Components Letters [online]. 2007, 17(9), 670-672 [cit. 2023-05-17]. ISSN 1531-1309. Dostupné z: doi:10.1109/LMWC.2007.903456
- [17] KUMAR, N. a U. K. KOMMURI. MIMO Antenna H-Plane Isolation Enhancement using UC-EBG Structure and Metal Line Strip for WLAN Applications. Radioengineering [online]. 2019, 27(2), 399-406 [cit. 2023-05-17]. ISSN 1210-2512. Dostupné z: doi:10.13164/re.2019.0399
- [18] BAO-QIN LIN, QIU-RONG ZHENG a NAI-CHANG YUAN. A novel planar PBG structure for size reduction. IEEE Microwave and Wireless Components Letters [online]. 2006, 16(5), 269-271 [cit. 2023-05-17]. ISSN 1531-1309. Dostupné z: doi:10.1109/LMWC.2006.873507
- [19] Negative-refraction metamaterials: fundamental principles and applications. Editor G. V. ELEFThERIADES, editor K. G. BALMAIN. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 0-471-60146-2.
- [20] KEDZE, Kam E., Wenyu ZHOU, Nima JAVANBAKHT, George XIAO, Jafar SHAKER a Rony E. AMAYA. Implementing Complementary Split Ring Resonators for Mutual Coupling Suppression in Dual Differentially-Fed Microstrip Patch Array Antenna. In: 2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology (PAST) [online]. IEEE, 2022, 2022-10-11,

- s. 1-2 [cit. 2023-05-17]. ISBN 978-1-6654-4166-7. Dostupné z:  
doi:10.1109/PAST49659.2022.9975013
- [21] M, Sreerag a Anju PRADEEP. Mutual Coupling Reduction Between Two Element Antenna Using Parallel Lines with Triangular Grooves and Tapered End. In: 2022 International Conference on Knowledge Engineering and Communication Systems (ICKES) [online]. IEEE, 2022, 2022-12-28, s. 1-5 [cit. 2023-05-17]. ISBN 978-1-6654-5637-1. Dostupné z:  
doi:10.1109/ICKECS56523.2022.10060771
- [22] ALSATH, M. Gulam Nabi, Malathi KANAGASABAI a Bhuvaneshwari BALASUBRAMANIAN. Implementation of Slotted Meander-Line Resonators for Isolation Enhancement in Microstrip Patch Antenna Arrays. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters [online]. 2013, 12, 15-18 [cit. 2023-05-17]. ISSN 1536-1225. Dostupné z: doi:10.1109/LAWP.2012.2237156
- [23] ABDELRAHEEM, Ahmed M., Mohamed F. EL-SEWEDY, Abdallah S. YOUSEF, Ibrahim S. MOHAMED, Ashraf MAHRAN a Mahmoud A. ABDALLA. Bi-Directional EBG for  $4 \times 4$  Longitudinal and Lateral Mutual Coupling Reduction in MIMO Antennas for 5.8 GHz Applications. In: 2022 39th National Radio Science Conference (NRSC) [online]. IEEE, 2022, 2022-11-29, s. 92-101 [cit. 2023-05-17]. ISBN 978-1-6654-7637-9. Dostupné z:  
doi:10.1109/NRSC57219.2022.9971203
- [24] VALAVAN, S. E., D. TRAN a A. G. YAROVOY. A dielectric-contrast technique for effective mitigation of mutual coupling between dual-band array radiators. In: The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014) [online]. IEEE, 2014, 2014, s. 2347-2351 [cit. 2022-12-21]. ISBN 978-8-8907-0184-9. Dostupné z: doi:10.1109/EuCAP.2014.6902287
- [25] ASLAN, Yanki a Alexander YAROVOY. Reduction of mutual coupling between closely spaced patch antennas using dielectric stratification technique. In: 2017 47th European Microwave Conference (EuMC) [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 248-251 [cit. 2023-05-17]. ISBN 978-2-87487-047-7. Dostupné z:  
doi:10.23919/EuMC.2017.8230846
- [26] MAJUMDER, Basudev, KRISHNAMOORTHY K a Jayanta MUKHERJEE. A novel compact comb shaped EBG structure for coupling reduction in WIMAX band. In: 2013 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC) [online]. IEEE, 2013, 2013, s. 1-2 [cit. 2023-05-19]. ISBN 978-1-4799-3267-2. Dostupné z: doi:10.1109/AEMC.2013.7045105
- [27] Wide scan phased array patch antenna with mutual coupling reduction, vol. 12, no. 12. The Institution of Engineering and Technology, 2018.
- [28] 2023-05-19]. ISBN 978-1-6654-5637-1. Dostupné z:  
doi:10.1109/ICKECS56523.2022.10060771
- [29] ISLAM, Mohammad a Md. Shahidul ALAM. Design of High Impedance Electromagnetic Surfaces for Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna

- Array. *Materials* [online]. 2013, 6(1), 143-155 [cit. 2023-05-19]. ISSN 1996-1944. Dostupné z: doi:10.3390/ma6010143
- [30] Reduction of Mutual Coupling and Cross-Polarization of Microstrip MIMO Antenna Using Electromagnetic Soft Surface (EMSS), vol. 57, no. 5. American Geophysical Union. All Rights Reserved., 2022.
- [31] YU, Kai, Xiaoguang LIU a Yingsong LI. Mutual coupling reduction of microstrip patch antenna array using modified split ring resonator metamaterial structures. In: 2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 2287-2288 [cit. 2023-05-19]. ISBN 978-1-5386-3284-0. Dostupné z: doi:10.1109/APUSNCURSINRSM.2017.8073186
- [32] ALSATH, M. Gulam Nabi, Malathi KANAGASABAI a Bhuvaneshwari BALASUBRAMANIAN. Implementation of Slotted Meander-Line Resonators for Isolation Enhancement in Microstrip Patch Antenna Arrays. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. 2013, 12, 15-18 [cit. 2023-05-19]. ISSN 1536-1225. Dostupné z: doi:10.1109/LAWP.2012.2237156
- [33] GAO, Di, Zhenxin CAO, Xin QUAN, Minqian SUN, Suidao FU a Peng CHEN. A Low-Profile Decoupling Slot-Strip Array for  $2 \times 2$  Microstrip Antenna. *IEEE Access* [online]. 2020, 8, 113532-113542 [cit. 2023-05-19]. ISSN 2169-3536. Dostupné z: doi:10.1109/ACCESS.2020.3002862

## **SEZNAM PŘÍLOH**

<b>Příloha A -Fotografie z měření antén</b>	<b>76</b>
<b>Příloha B -Fotografie Vyrobených antén z přední strany</b>	<b>77</b>
<b>Příloha C -Fotografie Vyrobených antén ze zadní strany</b>	<b>78</b>
<b>Příloha D -Student Conference STUDENT EEICT 2023</b>	<b>79</b>

## Příloha A - Fotografie z měření antén

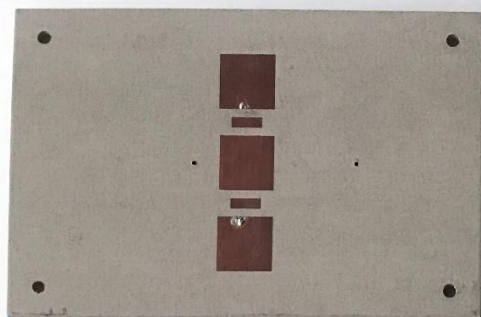


Anténa v rovině E v bez-odrazové komoře.

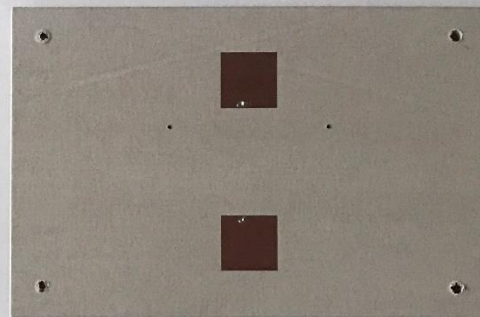


Anténa v rovině H při měření S-parametrů

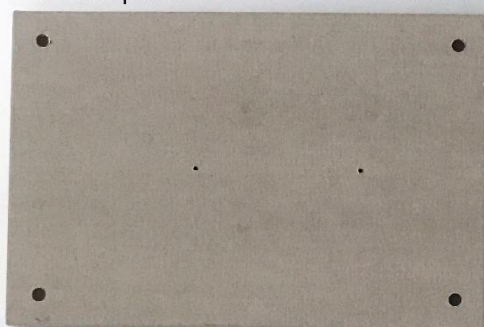
## Příloha B - Fotografie Vyroběných antén z přední strany



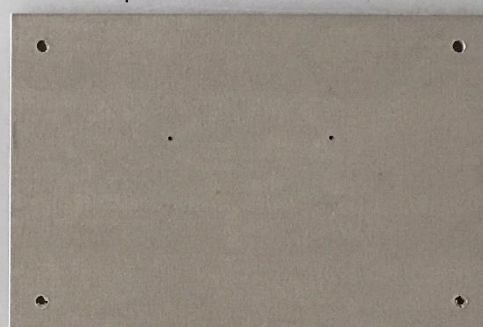
Anténa pro rovinu E s EBG - substrát 1



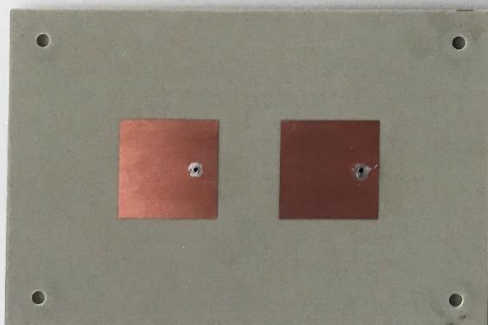
Anténa pro rovinu H s EBG - substrát 1



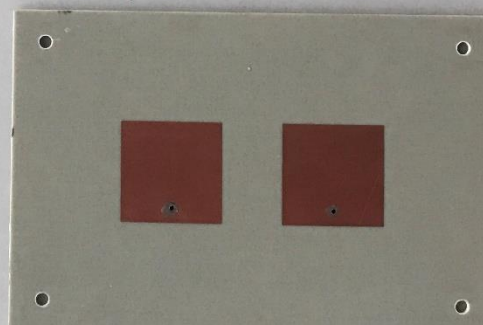
Anténa pro rovinu E bez EBG - substrát 1



Anténa pro rovinu H bez EBG - substrát 1



Anténa pro rovinu E - substrát 3



Anténa pro rovinu H - substrát 3



Anténa pro rovinu H - substrát 3

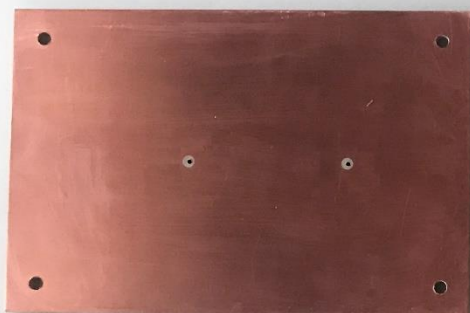
## Příloha C - Fotografie Vyrobených antén ze zadní strany



Anténa pro rovinu E s EBG - substrát 1



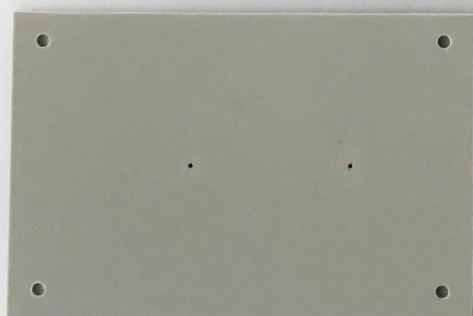
Anténa pro rovinu H s EBG - substrát 1



Anténa pro rovinu E bez EBG - substrát 1



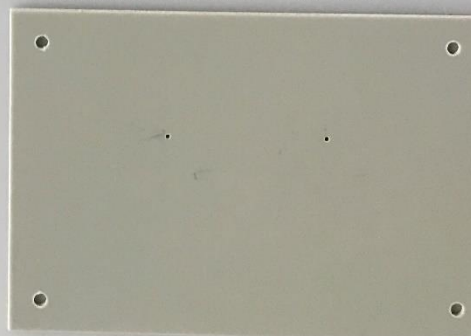
Anténa pro rovinu H s EBG - substrát 1



Anténa pro rovinu E - substrát 3



Anténa pro rovinu H - substrát 3



Anténa pro rovinu H - substrát 3

# **Příloha D - Student Conference STUDENT EEICT 2023**



# Mutual Coupling Reduction Techniques in Microstrip Patch Phased Arrays

1<sup>st</sup> Milan Hornik  
Department of Radio Electronics  
Brno University of Technology  
Brno, Czech Republic  
xhorni15@vutbr.cz

2<sup>nd</sup> Jan Puskely  
Retia a.s.,  
Pardubice, Czech Republic  
jpuskely@retia.cz

3<sup>rd</sup> Tomas Mikulasek  
Department of Radio Electronics  
Brno University of Technology  
Brno, Czech Republic  
mikulasekt@vut.cz

**Abstract**—This paper deals with the problem of mutual coupling between antenna elements, especially in the phased antenna arrays applications. The paper includes analysis of the mutual coupling and the design of the techniques for its reduction. Two versions of the patch antenna were designed differing in feeding method, namely coaxial probe feeding and aperture feeding. Both polarizations were also considered for the analysis of the mutual coupling between the patch elements. The paper presents the state of the art of the current methods for the mutual coupling reduction, as well as the technique that we have proposed

**Keywords**—Mutual coupling, Probe fed antenna, Aperture fed antenna, Phased array antenna, EBG.

## I. INTRODUCTION

The paper deals with the investigation of the mutual coupling between antenna elements in the phased antenna arrays. The design of the current antenna systems becomes a much more complex issue as the demands for channel transmission capacity and speed increase. The properties of a single antenna element are insufficient in many applications, and the final antenna system is usually realized by an antenna array. In the most complex applications, each element of the antenna array is supplemented by a phase shifter that allows to steer the main beam in both axes (in azimuth and elevation). This type of antenna system is called a phased antenna array.

Modern phased antenna arrays must fulfil the requirements for the impedance bandwidth and the radiation properties (gain, polarization, sidelobe suppression, scanning range). The limiting factor for achieving acceptable antenna parameters is the mutual coupling between the individual antenna elements. The aim of this work is to analyse the mutual coupling between the antenna elements and design a suitable method for its reduction.

Many methods have already been published to reduce the mutual coupling between patch elements, such as defected ground structure (DGS) [1], metamaterials [2] based on the principle of negative permittivity resonant structures, such as the split ring resonators (SRR) or slots [5]. Other methods are based on Electromagnetic band-gap (EBG) structures, which exhibit a band gap for certain frequency ranges [3, 4] and suppress the propagation of the EM waves. The technique of the multilayer substrate can be used too to capture the wave in the substrate [6]. There are many other methods and the final choice depends on the particular application.

## II. ANALYSIS OF MUTUAL COUPLINGS BETWEEN TWO COAXIALLY FED PATCH ANTENNAS

The target frequency band, to study the mutual coupling, is the S-band. The designed antenna should operate at a frequency of 3 GHz with a bandwidth of at least 5%. That's why we have chosen the probe fed patch antenna as a basic element. The antenna was designed on a Rogers-5780 substrate with a relative permittivity of 2.33 and a thickness of 3.2 mm.

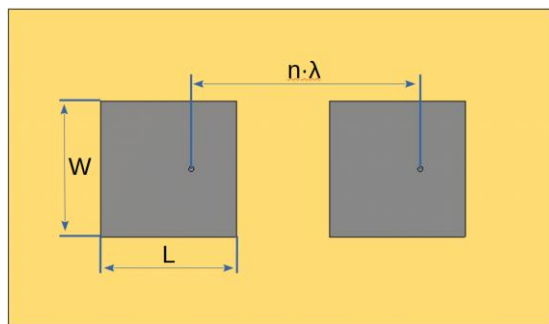


Fig. 1. The small array of the probe fed patch antennas in E-plane ( $W = 30$  mm,  $L = 30$  mm, probe position = 6 mm).

Firstly, to get the overview how the mutual coupling is affected by the spacing between the elements we did the parametric

study. The spacing was changing from  $0.4\lambda$  to  $1\lambda$ , where  $\lambda = 10$  cm is the wavelength in free space at center frequency of 3 GHz. The design of the patch antennas is shown in Figure 1

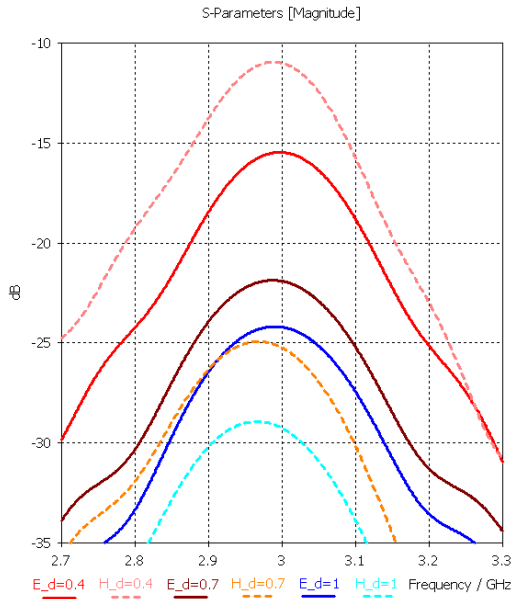


Fig. 2. The effect of the element spacing on mutual coupling.

Figure 2 shows the effect of the spacing  $n$  on the mutual coupling MC. Obviously, the coupling decrease with increasing the element spacing from -11 dB to -29 dB in E-plane and from -16 dB to -24 dB in H-plane, respectively. In practice, the required MC should be lower than -20 dB depending on application.

Moreover, it should be noted that the antenna polarization plays a significant role in selecting the appropriate technique, as techniques that work well for the E-plane may not be effective for the H plane [7].

The effect of the antenna feeding methods on the mutual coupling was also investigated considering the coaxial probe method and the slot fed method. Table 1 presents the results of the MC between two antennas of  $0.6\lambda$  spacing obtained by the comparison of both methods in both planes. The obtained values were similar in all cases. The strongest coupling was observed for the slot feeding in the E-plane, whereas the weakest mutual coupling was observed for the coaxial probe feeding in the E-plane.

TABLE I. S21 IN DEPENDING ON THE TYPE OF POWER FOR  $0.6 \lambda$

Power type	Plane	S21 [dB]
Slot fed antenna	E	-20.8
Slot fed antenna	H	-21.6
Probe fed antenna	E	-22.3
Probe fed antenna	H	-21.1

To be able to effectively reduce the effect of the MC, we need to study the origin of MC and its mechanisms of the creation. The passive patch in the small array was replaced by 3 probes as shown in Figure 3 to figure out which mechanisms of the MC play an important role..

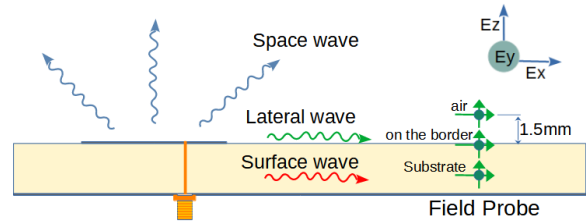


Fig. 3. The mechanisms of wave propagation between two antennas. The positions of the probes to measure the el. field.

The intensity of the electric field (V/m) was investigated using field probes located in the substrate (surface wave), on the border of air/substrate (lateral radiation), and 1.5mm above the substrate surface (space wave radiation). The analysis was performed for both planes, the E- and H-plane, and both feeding methods. The numerical results show that the horizontal component E-X is similar for both feeding methods and both planes. In case of the vertical component E-Z. It is possible to see differences in the electric field strength, particularly in the E-plane, we may notice that the Z component is significant due to lateral radiation. The most substantial distinction between the two power supply methods is noticeable in the H-plane, where the impact of the Z component is negligible for the slotted power supply and comparable to the X component for the probe power supply.

Based on the results, it can be concluded that the slot fed antenna is advantageous from the mutual coupling viewpoint. On the other hand, the coaxial fed antenna is less complex and easier to manufacture. Therefore the probe fed antenna was selected for the experimental verification of the developed technique for the MC reduction.

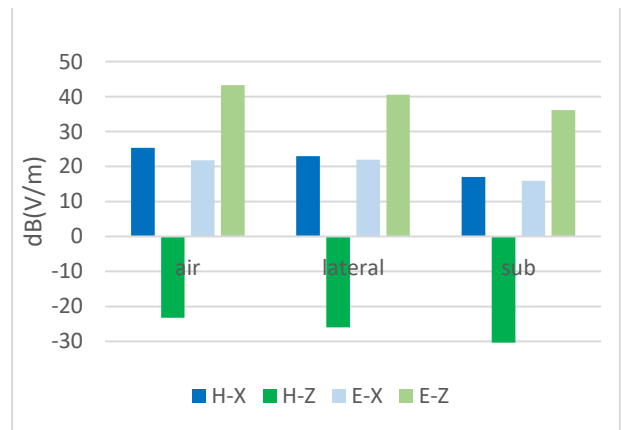


Fig. 4. Evaluation of probes to power for the slot

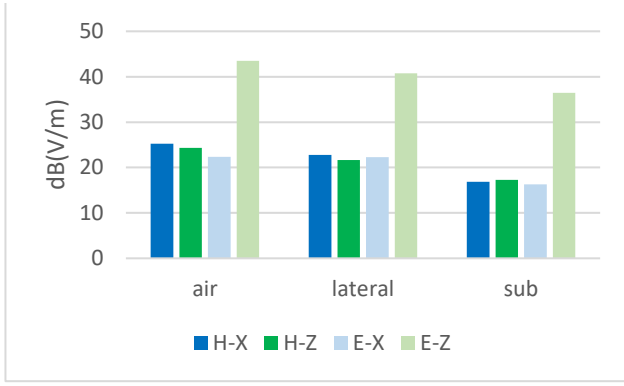


Fig. 5. Evaluation of probes to power for the probe

### III. AVAILABLE METHODS OF REDUCTION OF MUTUAL COUPLING

According to the results of the electromagnetic field propagation analysis, it is possible to consider an appropriate technique for suppressing mutual coupling. It should be noted that for the use of phased array antennas it is necessary to avoid placing any structures directly above the patch position, therefore excluding use of the wall technique [7], which is otherwise very effective even if the spacing between patches is very small. The first investigated approach was inspired by the article [6]. It involves a technique that is utilizing a multi-layered substrate to constrain electromagnetic waves within the substrate due to the differences in substrate permittivity. Results from the articles were successfully reproduced. However, it should be noted that this technique is not very effective, as the reduction of the transmission coefficient was only -3 dB, as shown by the article. Although it is a small reduction, this approach is beneficial as it can be combined with other techniques. The mentioned technique is effective for the E-plane, but for the H-plane, the influence of this technique is minimal.

Dispersion diagrams are frequently used to analyse EBG (Electromagnetic Bandgap) structures, where they are illuminated by a plane wave with gradually changing radiation direction. Using this method, it is possible to observe the formation of a band gap in proposed EBG structure, which is characterised by a region where no mode is excited [7]. Firstly, the structures were tuned using Eigen-Mode in the CST Studio Suite program. However, after inserting the EBG structure between two patches, no influence was observed. It should be noted that EBG structures are classified as periodic structures and are therefore in interaction with each other's. Due to small spacing it was not possible to fit more rows of EBG structures between the patches.

To minimize the size of the EBG (Electromagnetic Band Gap) patches, two different techniques have been tested [3,8]. First technique consisted of inserting vias into a known square patch, resulting in a 30% decrease in structure size [8].

The second tested technique makes use of DUC-EBG [3], which significantly reduces the size of the structure. Originally designed for the frequency of 5.5 GHz, therefore structure had to be enlarged from 7.2 mm to 9.36 mm. While the structure itself did not exhibit any effect between the patches, when a second row was added, resonances were observed at the resonance frequencies. This slightly reduced the transmission coefficient and negatively impacted reflection coefficient of both patches, which resulted in oscillations.

### IV. PROPOSED METHOD

Method used in this study was based on the reference article [4], where three substrates were considered instead of the two substrates used in this article, as shown in Figure 4. EBG structures were placed between the patches on the basic substrate, and the outermost EBG structures are provided with vias. The structure proposed in Figure 5 is valid for the E-plane, but it is not very effective for the H-plane. Simple square EBG patch was placed in the middle of the elements and its resulting band gap is shown in Figure 6, ranging from 2.5 GHz to 3.2 GHz for mode 1 and 2 respectively, and 3.2 GHz to 3.75 GHz for mode 3. Second EBG structure with vias was implemented for the second band gap, and its band gap is shown in Figure 7, ranging from 2.95 GHz to 3.75 GHz. Both EBG structures have the same dimensions. Two small patches are inserted between the EBG patches to suppress the resonance that occurs at 2.7 GHz. Top view of the structure is shown in Figure 8. Figure 9 shows the reflection coefficient for patch 1 is displayed in red and Patch 2 in orange. Transmission between patches 1 and 2 is characterized by the green color, and the transmission between patch 2 and 1 is represented by the blue color. During the design process, emphasis was placed on achieving sufficient bandwidth for mutual coupling suppression, which was achieved with a value of 500 MHz.

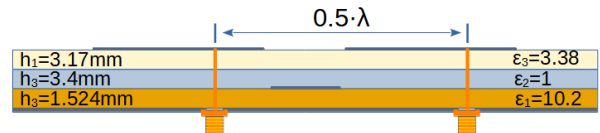


Fig. 6. Cut through of the design

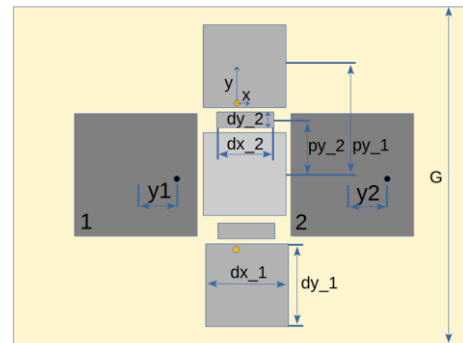


Fig. 7. Top view of small array of the probe fed patch antennas

Structure is composed of three substrates with the thickness and permittivity values of  $h_1=3.17\text{mm}$ ,  $\epsilon_1=10.5$ ,  $h_2=3.42\text{mm}$ ,  $\epsilon_2=2$ , and  $h_3=1.524\text{mm}$ ,  $\epsilon_3=3.38$ . Dimensions of the patch element are  $W=L=30.6\text{ mm}$ ,  $G=100\text{ mm}$ , with a distance of  $y_1=8.5\text{ mm}$  for the feeding probe from the center, and  $y_2=9.9\text{ mm}$  for the other. Spacing between the elements is  $\lambda*0.5$ , and for the small EBG patch,  $dx_1=dy_1=17.5$  and  $py_1=26$ , and for the small patches,  $dx_2=9.6\text{mm}$ ,  $dy_2=3.3\text{mm}$ , and  $py_2=13$ . Vias are placed on the outermost patches, which were shifted from the center of the patch by  $x=1.43\text{mm}$  and  $y=18.4\text{mm}$ .

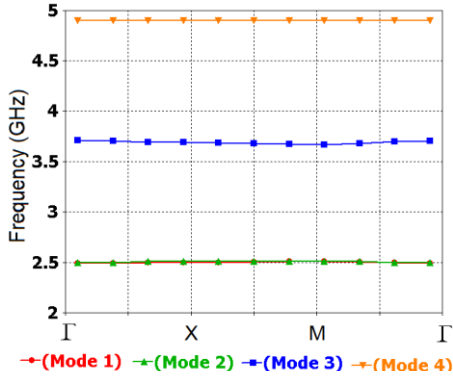


Fig. 8. Dispersion diagram for simple EBG

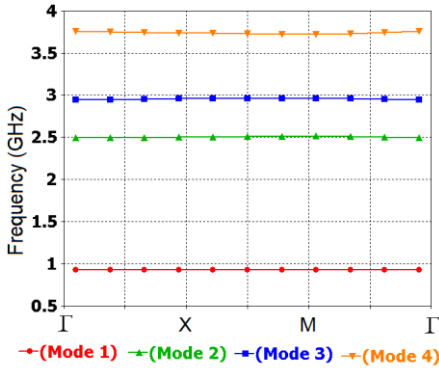


Fig. 9. Dispersion diagram for EBG patch with via

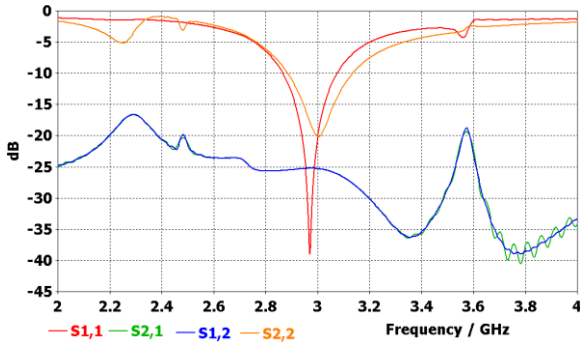


Fig. 10. Simulated S-parameters of the probe fed patch antennas

## V. CONCLUSION

Method presented in [4] has been further modified to meet the requirement of achieving a minimum reduction in reflection factor of  $-25\text{ dB}$ . It should be noted that this method is not applicable to H-plane orientation where achieving sufficient isolation for radar scanning purposes is more important. Future work will require experimental verification of results and validation through simulations. Additionally, further efforts will be made to develop a technique that enables adequate isolation in both the E and H planes, especially in the H-plane and to a lesser extent in the E-plane.

## ACKNOWLEDGMENT

This work was supported by the Internal Grant Agency of the Brno University of Technology under project no. FEKT-S-23-8191.

## REFERENCES

- [1] KIANI-KHARAJI, Mojtaba, Hamid Reza HASSANI and Sajad MOHAMMAD-ALI-NEZHAD. Wide-angle phase antenna with mutual coupling reduction. *IET Microwaves, Antennas & Propagation* [online]. 2018, 12(12), 1932-1938 [cited 2023-03-30]. ISSN 1751-8733. Available from: doi:10.1049/iet-map.2018.0155.
- [2] KEDZE, Kam E., Wenyu ZHOU, Nima JAVANBAKHT, George XIAO, Jafar SHAKER, and Rony E. AMAYA. Implementation of complementary splitting resonators for mutual coupling suppression in a dual differentially fed microstrip antenna. In: *2022 IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology (PAST)* [online]. IEEE, 2022-10-11, pp. 1-2 [cited 2023-03-30]. ISBN 978-1-6654-4166-7. Available from: doi:10.1109/PAST49659.2022.9975013.
- [3] ALAM, Md. Shahidul, Norbahiah MISRAN, Baharudin YATIM, and Mohammad Tariqul ISLAM. "Development of Electromagnetic Band Gap Structures in the Perspective of Microstrip Antenna Design." *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2013, pp. 1-22, 2013. Accessed March 7, 2023. ISSN 1687-5869. Available from: doi:10.1155/2013/507158.
- [4] RAJO-IGLESIAS, Eva, Óscar QUEVEDO-TERUEL, and Luis INCLAN-SANCHEZ. "Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Arrays by Using a Planar EBG Structure and a Multilayer Dielectric Substrate." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 6, pp. 1648-1655, 2008. Accessed March 10, 2023. ISSN 0018-926X. Available from: doi:10.1109/TAP.2008.923306.
- [5] ALSATH, M. Gulam Nabi, Malathi KANAGASABAI and Bhuvaneshwari BALASUBRAMANIAN. Implementation of slotted meander resonators for enhancing isolation in microstrip antenna arrays. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. 2013, 12, 15-18 [cited 2022-12-27]. ISSN 1536-1225. Available from: doi:10.1109/LAWP.2012.2237156.
- [6] ASLAN, Yanki, and Alexander YAROVY. "Reduction of mutual coupling between closely spaced patch antennas using dielectric stratification technique." In: *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, IEEE, pp. 248-251, 2017. Accessed March 7, 2023. ISBN 978-2-87487-047-7. Available from: doi: 10.23919/EuMC.2017.8230846.
- [7] TUNIO, Irfan Ali, Yann MAHE, Tchangui RAZBAN-HAGHIGHI, and Bruno FROPIER. "Mutual Coupling Reduction in Patch Antenna Array Using Combination of Shorting Pins and Metallic Walls." *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 107, pp. 157-171, 2021. Accessed March 7, 2023. ISSN 1937-8718. Available from: doi:10.2528/PIERC20082803.
- [8] RAJO-IGLESIAS, Eva, Luis INCLAN-SANCHEZ, Jose-Luis VAZQUEZ-ROY, and Enrique GARCIA-MUNOZ. Size Reduction of Mushroom-Type EBG Surfaces by Using Edge-Located Vias. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* [online]. 2007, 17(9), 670-672 [cit. 2023-03-29]. ISSN 1531-1309. Available from: doi:10.1109/LMWC.2007.903456.