



# 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

# VLNOVODOVÁ ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNA PRO PÁSMO 10.5 GHZ INTEGROVANÁ V TEXTILNÍM SUBSTRÁTU

WAVEGUIDE SLOT ANTENNA FOR 10.5 GHZ BAND INTEGRATED INTO THE TEXTILE SUBSTRATE

## BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

## AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jiří Sekanina

## VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Kokolia

BRNO 2019

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

**Student:** Jiří Sekanina

**ID:** 183257

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2018/19

## NÁZEV TÉMATU:

### **Vlnododová štěrbinová anténa pro pásmo 10.5 GHz integrovaná v textilním substrátu**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Student se seznámí s možnostmi integrace vlnododů do textilního substrátu a provede výběr vhodné konfigurace pro pásmo 10.5 GHz. Pro vybraný vlnodod bude proveden návrh štěrbinových antén a základní simulace.

Základní návrh bude optimalizován pro možnosti výroby. Výsledky simulací budou následně podpořeny reálným měřením.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KE GONG, ZHI NING CHEN, XIANMING QING, PENG CHEN a WEI HONG. Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Wide Slot Antenna for 60-GHz Bands. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on* [online]. USA: IEEE, 2012, 60(12), 6023-6026 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/TAP.2012.2213060. ISSN 0018-926X.

[2] LIN, Mingtuan, Peiguo LIU, Yue GAO a Jibin LIU. Improved SIW Corrugated Technique with Grounded Coplanar Waveguide Transition. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. 2018, PP(99), 1-1 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/LAWP.2018.2828111. ISSN 1536-1225.

**Termín zadání:** 4.2.2019

**Termín odevzdání:** 23.5.2019

**Vedoucí práce:** Ing. Martin Kokolia

**Konzultant:**

**prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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**

Bakalářská práce se zabývá návrhem vlnodovové štěrbinové antény pro frekvenci 10,5 GHz integrované v textilním substrátu. První část obsahuje obecnou teorii přenosových vedení. Ve druhé části je popsán návrh klasické vlnodovné štěrbinové antény. Třetí část obsahuje postup návrhu štěrbinové antény typu SIW a čtvrtá část popisuje návrh anténní řady 3x2 integrované do textilie o tloušťce 3,4 mm a relativní permitivitě  $\epsilon_r = 1,2$  s požadavky na větší šířku hlavního laloku a potlačení postranních laloků. Poslední část shrnuje dosažené výsledky.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Vlnovod, Vlnovod integrovaný do substrátu, Štěrbínová anténa

## **ABSTRACT**

Bachelor thesis deals with the design of waveguide slot antenna for the 10,5 GHz frequency integrated in the textile substrate. The first part contains a general theory of transmission lines. The second part describes the design of a waveguide slot antenna. The third part contains procedures for designing a SIW slot antenna and the fourth part describes the design of 3x2 antenna array that is integrated into 3,4 mm thick textile with relative permittivity  $\epsilon_r = 1,2$  with greater main lobe width requirements and side lobe suppression. The last part summarizes the results.

## **KEYWORDS**

Waveguide, Substrate integrated waveguide, Slot antenna

SEKANINA, J. Vlnovodová štěrbinová anténa pro pásmo 10.5 GHz integrovaná v textilním substrátu. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2018. 11 47., 2 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Martin Kokolia.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Vlnododová štěrbinová anténa pro pásmo 10.5 GHz integrovaná v textilním substrátu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrální 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Tímto bych rád chtěl poděkovat svému vedoucímu bakalářské práce Ing. Martinovi Kokoliovovi, za ochotu, odborné vedení a veškeré rady po dobu vypracování této práce.

Experimentální část této bakalářské práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

<b>Obsah</b>	<b>v</b>
<b>Seznam Obrázků</b>	<b>vii</b>
<b>Seznam Tabulek</b>	<b>ix</b>
<b>Úvod</b>	<b>1</b>
<b>1 Teoretický Úvod</b>	<b>2</b>
1.1    Základní typy přenosových vedení .....	2
1.1.1    Koaxiální vedení: .....	2
1.1.2    Mikropáskové vedení: .....	2
1.1.3    Jednovodičové vedení (vlnovody) .....	2
1.2    Vlnovody integrované do substrátu: .....	3
1.2.1    Vlnovod typu SIW.....	3
1.2.2    Vlnovod typu HMSIW .....	4
1.2.3    Vlnovod typu CSIW:.....	4
<b>2 Teoretický návrh vlnovodné štěrbinové antény</b>	<b>6</b>
2.1    Princip vyzařování štěrbinové antény .....	6
2.2    Návrh klasického obdélníkového vlnovodu .....	7
2.3    Návrh štěrbinové vlnovodné antény.....	8
2.4    Výsledky simulací vlnovodné štěrbinové antény .....	10
<b>3 Teoretický návrh SIW štěrbinové anténní řady 6x1</b>	<b>14</b>
3.1    Návrh vlnovodu typu SIW.....	14
3.2    Návrh štěrbinové antény typu SIW .....	16
3.3    Výsledky simulací SIW štěrbinové antény.....	18
<b>4 Návrh anténní řady 3x2</b>	<b>22</b>
4.1    Konfigurace anténní řady 3x2 na bázi vlnovodu SIW .....	22
4.2    SIW dělič-Y .....	23
4.3    Konverze na strukturu SIW .....	25
4.4    Přechod mikropáskového vedení na strukturu SIW.....	26
4.5    Přechod zemněného koplanárního vlnovodu na strukturu SIW (GCPW) .....	30

4.6	Optimalizace anténní řady 3x2 s GCPW.....	31
4.6.1	Optimalizace činitele odrazu anténní řady 3x2 s GCPW .....	31
4.6.2	Optimalizace zisku vlivem přesahu pokovení .....	33
4.6.3	Optimalizace činitele odrazu anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem .....	37
4.7	Srovnání simulovaných a změřených výsledků .....	40
<b>5</b>	<b>Závěr</b>	<b>43</b>
<b>6</b>	<b>Literatura</b>	<b>44</b>
<b>7</b>	<b>Seznam Symbolů, veličin a zkratk</b>	<b>45</b>
<b>8</b>	<b>Seznam Příloh</b>	<b>47</b>
8.1	Fotografie vyrobené antény s GCPW.....	48
8.2	Fotografie vyrobené antény s mikropáskovým přechodem.....	49



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1 Vlnovody typy průřezů [1] .....	3
Obrázek 2 Obecná struktura vlnovodu integrovaného do substrátu [2] .....	4
Obrázek 3 Struktura vlnovodu HMSIW (pohled shora) [3] .....	4
Obrázek 4 Struktura vlnovodu typu CSIW [4] .....	5
Obrázek 5 a) Štěrbínová anténa b) Soustava štěrbin ve vlnovodu c) Mikropásková.....	6
Obrázek 6 Půlvlnný dipól a jeho komplement štěrbinová anténa [9] .....	7
Obrázek 7 Vlnovod obdélníkového průřezu [1] .....	7
Obrázek 8 Struktura vlnovodné štěrbinové antény .....	8
Obrázek 9 Simulace vlnovodné štěrbinové antény .....	10
Obrázek 10 Činitel odrazu vlnovodné štěrbinové antény .....	10
Obrázek 11 Simulace změny délky štěrbin vlnovodné štěrbinové antény .....	11
Obrázek 12 Simulace změny šířky štěrbin vlnovodné štěrbinové antény .....	11
Obrázek 13 Simulace změny odsazení štěrbin od osy vlnovodu vlnovodné štěrbinové antény .....	12
Obrázek 14 Směrová charakteristika vlnovodné antény v rovině H.....	13
Obrázek 15 Směrová charakteristika vlnovodné antény v rovině E .....	13
Obrázek 16 Přejít mezi klasickým vlnovodem a vlnovodem SIW [11].....	14
Obrázek 17 Závislost S-parametrů na frekvenci vlnovodu SIW .....	16
Obrázek 18 SIW štěrbinová anténa.....	18
Obrázek 19 Činitel odrazu SIW štěrbinové antény.....	18
Obrázek 20 Simulace změny délky štěrbin SIW štěrbinové antény .....	19
Obrázek 21 Simulace změny šířky štěrbin SIW štěrbinové antény .....	19
Obrázek 22 Simulace změny odsazení štěrbin od osy vlnovodu SIW štěrbinové antény .....	20
Obrázek 23 Směrová charakteristika SIW vlnovodné antény v rovině H.....	21
Obrázek 24 Směrová charakteristika SIW vlnovodné antény v rovině E .....	21
Obrázek 25 Varianty vyzařovací části antény .....	22
Obrázek 26 Anténní řada 3x2 s pevnými stěnami .....	23
Obrázek 27 Napájecí Y článek buzen vlnovodným portem .....	24
Obrázek 28 Závislost činitele odrazu $S_{11}$ a činitelů přenosu $S_{21}$ a $S_{31}$ po optimalizaci dělicích prokůvů.....	24
Obrázek 29 Konverze anténní řady na strukturu SIW .....	25

Obrázek 30 Srovnání činitelů odrazu anténních řad 3x2 s RWG a SIW.....	26
Obrázek 31 Mikropáskové vedení [9] .....	27
Obrázek 32 Přejchod mikropáskového vedení na vlnovod SIW .....	28
Obrázek 33 Model mikropáskového přechodu s SMA konektorem.....	29
Obrázek 34 S-parametry přechodu mikropáskového vedení na strukturu SIW .....	29
Obrázek 35 Struktura GCPW [12] .....	30
Obrázek 36 Přejchod GCPW na SIW s vazební štěrbinou .....	31
Obrázek 37 Činitel odrazu anténní řady 3x2 s parametry optimalizované SIW vlnovodné antény 6x1.....	32
Obrázek 38 Činitel odrazu anténní řady 3x2 s GCPW.....	32
Obrázek 39 Výsledný model anténní řady 3x2 s GCPW .....	33
Obrázek 40 Změna velikosti přesahu pokovení anténní řady 3x2 s GCPW .....	34
Obrázek 41 Vliv přesahu pokovení na zisk a činitel odrazu .....	34
Obrázek 42 Vliv přesahu pokovení na zisk a šířku pásma .....	35
Obrázek 43 Směrová charakteristika 3x2 anténní řady s GCPW v rovině E .....	36
Obrázek 44 Směrová charakteristika anténní řady 3x2 s GCPW v rovině H.....	36
Obrázek 45 Činitel odrazu anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem.....	37
Obrázek 46 Činitel odrazu 3x2 anténní řady s mikropáskovým přechodem optimalizované pro zlepšení vyzařovacích charakteristik .....	38
Obrázek 47 Směrová charakteristika 3x2 anténní řady s mikropáskovým přechodem v rovině H.....	39
Obrázek 48 Směrová charakteristika 3x2 anténní řady s mikropáskovým přechodem v rovině E .....	39
Obrázek 49 Měřený a simulovaný průběh anténní řady 3x2 s GCPW .....	40
Obrázek 50 Změřená a simulovaná směrová charakteristika anténní řady 3x2 v rovině E .....	41
Obrázek 51 Změřená a simulovaná směrová charakteristika anténní řady 3x2 v rovině H .....	41

# SEZNAM TABULEK

Tabulka 1 Přehled vypočtených rozměrů štěrbinové antény .....	9
Tabulka 2 Rozměry vlnovodu SIW.....	15
Tabulka 3 Přehled vypočtených rozměrů SIW štěrbinové antény.....	18
Tabulka 4 Parametry anténní řady 3x2 s pevnými stěnami.....	25
Tabulka 5 Parametry siw anténní řady 3x2.....	25
Tabulka 6 Parametry přechodu mikropáskového vedení.....	28
Tabulka 7 Rozměry GCPW.....	31
Tabulka 8 Optimalizované parametry anténní řady 3x2 s GCPW.....	33
Tabulka 9 Optimalizované parametry anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem.....	37
Tabulka 10 Optimalizované parametry anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem pro zlepšení vyzářovacích charakteristik .....	38
Tabulka 11 Srovnání simulované a změřené šířky pásma anténní řady s GCPW.....	40

# ÚVOD

S nástupem nových technologií vzrůstá potřeba komunikace. Tradiční způsoby komunikace prostřednictvím kabelových vedení již nesplňují požadavky na komfort zákazníka, proto rostou nároky na výrobce kvůli hledání nových způsobů komunikace. Jedním ze způsobů je bezdrátová komunikace. Jedním z nejdůležitějších prvků v této komunikační oblasti jsou antény. Na ně jsou kladeny stále vyšší nároky týkající se jejich parametrů a způsobu realizace.

Zadáním této práce je navrhnout a vyrobit vlnovodnou štěrbínovou anténu integrovanou do substrátu z textilní pleteniny 3D043, pracující v pásmu 10,5 GHz. Navržená anténa by díky malé hmotnosti, nízké pořizovací ceně a bezdrátovému přenosu mohla najít uplatnění jako senzorická aplikace v interiérech letadel či jiných prostředků hromadné dopravy sloužící ke zlepšení monitoringu osob i věcí.

Tento dokument předkládá návrh vlnovodné štěrbínové antény integrované do pleteniny 3D043 pro zadaný pracovní kmitočet 10,5 GHz. Jsou zde popsány základní teoretické poznatky potřebné k pochopení probírané problematiky. Dále jsou uvedeny vlastní výpočty rozměrů antény, její simulace v programu CST Microwave Studio i následná realizace antény.

# 1 TEORETICKÝ ÚVOD

## 1.1 Základní typy přenosových vedení

### 1.1.1 Koaxiální vedení:

Koaxiální vedení je vedení, které se skládá ze 3 částí. Vnitřní a vnější vodič je oddělen dielektrikem, které slouží jako izolační vrstva, která ovlivňuje vysokofrekvenční vlastnosti koaxiálního kabelu, nejčastěji bývá zhotoveno z teflonu nebo polyethylenu. Nejčastější funkcí koaxiálního vedení je přenos elektromagnetického vedení, které se šíří koaxiálním kabelem obdobně jako stejnosměrný proud.

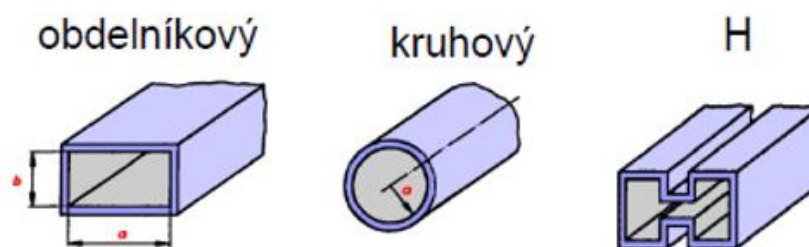
### 1.1.2 Mikropáskové vedení:

Mikropáskové vedení je jedno ze základních typů planárního vedení. Vedení je tvořeno oboustranně pokoveným dielektrikem. Spodní strana pokoveného dielektrika většinou tvoří zemní plochu a vrchní strana vlastní vedení. Výhody tohoto vedení spočívají ve snadné realizaci, jednoduché konstrukci, cenové dostupnosti a snadné návaznosti na další planární komponenty. Nevýhodou mohou být ztráty vzniklé vyzařováním mikropásku, které rostou se zvyšující se frekvencí.

### 1.1.3 Jednovodičové vedení (vlnovody)

Jedná se o typ vedení, kde je příčný rozměr vlnovodu srovnatelný s délkou elektromagnetické vlny. Z tohoto důvodu se tento typ vedení používá až na frekvencích v řádech gigahertzů, kde již koaxiální vedení vykazuje velké hodnoty útlumu. Důležitým parametrem vlnovodu je tzv. kritický nebo mezní kmitočet. Tento parametr udává, od jakého kmitočtu se ve vlnovodu začíná šířit vlna. Mezi základní typy vlnovodů patří kovové vlnovody odlišných tvarů průřezů viz Obrázek 1.

Rozlišujeme vlnovody obdélníkového, kruhového nebo H průřezu. Obdélníkový vlnovod má při buzení na horním okraji pásma jednovidovosti zhruba 1,5krát menší útlum a může přenášet zhruba dvakrát větší činný výkon než vlnovod kruhového průřezu. Ve srovnání s koaxiálním vedením je měrný útlum obdélníkového vlnovodu asi 2,5krát menší a přenášený výkon téměř pětkrát větší. Z těchto důvodů se na kratších milimetrových a centimetrových vlnách používá jako vodič elektromagnetické energie obdélníkový vlnovod. Pro delší centimetrové a decimetrové vlny je použití vlnovodu kvůli výsledným rozměrům a spotřebě materiálu nevýhodné, proto se na těchto kmitočtech používá koaxiální vedení, jehož příčné rozměry jsou poloviční ve srovnání s vlnovodem obdélníkového či kruhového průřezu. Zároveň s klesajícím kmitočtem klesá měrný útlum koaxiálního vedení. Další výhodou koaxiálního vedení je nezávislost impedančního přizpůsobení na frekvenci, a proto je jeho relativní šířka kmitočtového pásma ve srovnání s šířkou kmitočtového pásma vlnovodu až 3krát větší [1].



Obrázek 1 Vlnovody typy průřezů [1]

## 1.2 Vlnovody integrované do substrátu:

### 1.2.1 Vlnovod typu SIW

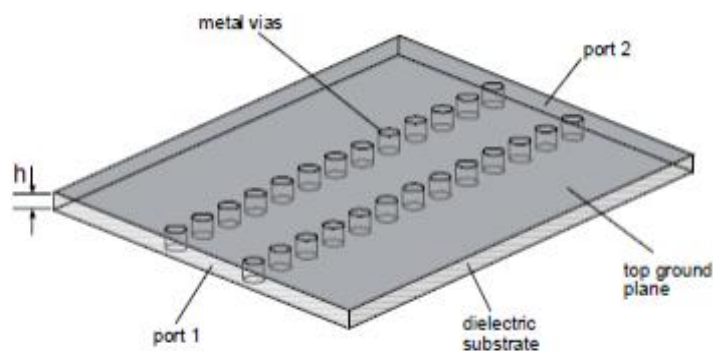
Struktura vlnovodu SIW spočívá v nahrazení bočních stěn vlnovodu vodivými prokvy, které jsou vnořeny do dielektrika. Nejdůležitějším parametrem dielektrika je jeho relativní permitivita, která ovlivňuje účinnost, šířku pásma i celkové rozměry antény. Se zvyšující se tloušťkou dielektrika roste šířka pásma a klesá účinnost v závislosti na relativní permitivitě substrátu [10]. Struktura SIW má také podobné vlastnosti jako klasický obdélníkový vlnovod. Podobné je i rozložení elektromagnetického pole a rozptylových parametrů. Struktura vlnovodu SIW zachovává také většinu jejich výhod, jako je vysoký činitel jakosti nebo možnost zpracování velkých výkonů. Díky relativně jednoduchému výrobnímu procesu a nízké ceně jsou struktury SIW vhodné pro masovou výrobu.

Výhody a nevýhody vlnovodu integrovaného do substrátu můžeme zkoumat podle jeho útlumových charakteristik. Výhodou je, že na rozdíl od mikropáskového vedení dosahuje menších vodivostních ztrát, protože obsahuje větší množství vodivých ploch, které přenášejí signál.

Největší výhodou této technologie však spočívá v možnosti realizace kompletního obvodu v planární formě, což v praxi spočívá v podstatném snížení hmotnosti a velikosti jeho součástí v porovnání s klasickým obdélníkovým vlnovodem. Díky tomu se také v celém obvodu nenacházejí přechody mezi prvky, které jsou vyrobeny rozdílnou technologií, což má za následek redukci ztrát a parazitních jevů.

Při návrhu vlnovodu typu SIW je nutné brát v potaz 3 hlavní ztrátové příčiny:

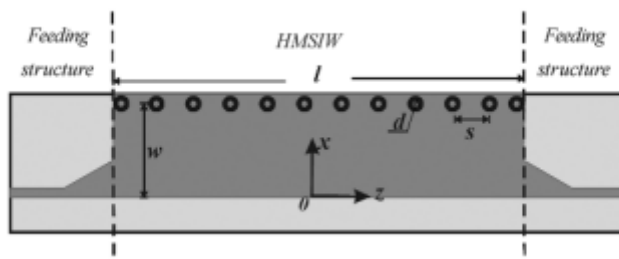
- **Ztráty vzniklé vyzařováním:** Jsou způsobené únikem energie mezi jednotlivými prokvy. Tyto ztráty lze redukovat rozestupem a průměrem jednotlivých prokvů.
- **Dielektrické ztráty:** Dané vlastnostmi použitého substrátu a ztrátovým činitelem  $tg \delta$ .
- **Vodivostní ztráty:** Způsobené konečnou vodivostí stěn, které lze je minimalizovat zvětšením tloušťky použitého substrátu.



Obrázek 2 Obecná struktura vlnovodu integrovaného do substrátu [2]

### 1.2.2 Vlnovod typu HMSIW

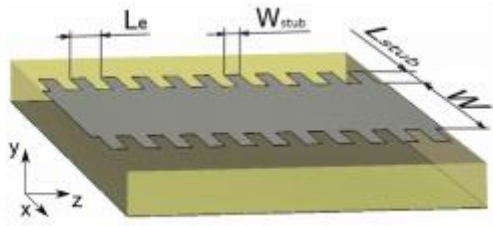
HMSIW z anglického Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, tedy vlnovod integrovaný do substrátu pracující v polovičním módu. Pokud se SIW vlnovodem šíří dominantní vid  $TE_{10}$ , potom maximum elektrického pole je uprostřed struktury v podélném směru šíření vlny. V takovém případě můžeme tento střed považovat za ekvivalentní magnetickou stěnu. Na základě této myšlenky může být SIW struktura rozdělena fiktivní magnetickou stěnou a stanou se z ní dvě stejné struktury HMSIW. Největší výhodou této struktury je možnost sdílení prokůvů s další strukturou a tím minimalizace celkové velikosti daného prvku [3].



Obrázek 3 Struktura vlnovodu HMSIW (pohled shora) [3]

### 1.2.3 Vlnovod typu CSIW:

Struktura pahýlového vlnovodu CSIW (Corrugated Substrate Integrated Waveguide) je založena na principu struktury klasického SIWu, avšak prokovené díry tvořící boční stěny vlnovodu jsou nahrazeny úseky kolmých pahýlů vůči vlnovodu. Další výhodou vlnovodu typu CSIW je odstranění nutnosti prošívání jednotlivých prokůvů pomocí vodivé nitě. Pahýly jsou zhotoveny vyleptáním vrstvy mědi zároveň s motivem antény, která se poté nalepí na textil spolu s anténou [7].



Obrázek 4 Struktura vlnovodu typu CSIW [4]

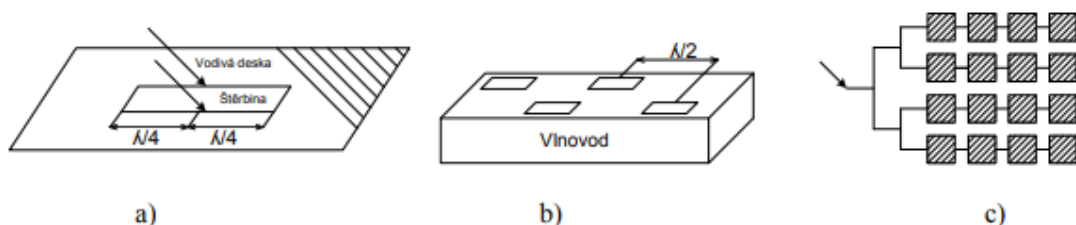


## 2 TEORETICKÝ NÁVRH VLNOVODNÉ ŠTĚRBINOVÉ ANTÉNY

Teoretický návrh štěrbínové antény tvořené klasickým obdélníkovým vlnovodem je uveden ve čtyřech jednotlivých podkapitolách. První podkapitola stručně popisuje základní principy štěrbínových antén. Druhá podkapitola se zabývá postupem návrhu klasického obdélníkového vlnovodu. Třetí se věnuje návrhu štěrbín vlnovodné antény. Ve čtvrté podkapitole vznikne spojením předchozích dvou částí vlnovodná štěrbínová anténa. Jsou zde simulovány a okomentovány jednotlivé kroky návrhu. Návrh je určen pro kmitočet 10,5 GHz. Všechny simulace jsou provedeny v programu CST Microwave Studio.

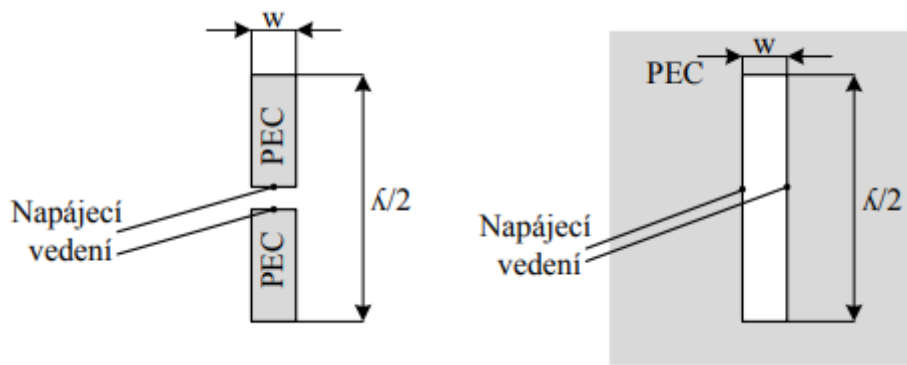
### 2.1 Princip vyzařování štěrbínové antény

Základní provedení štěrbínové antény lze realizovat podélným vyříznutím štěrbiny do vodivé desky o délce  $\lambda/2$  a šířce mnohonásobně menší, než je vlnová délka šířící se elektromagnetické vlny. Vodivá deska je napájena koaxiálním vedením, vlnovodem nebo vedením typu dvojlinka a díky obtékání proudy tato štěrbina vyzařuje. Pro získání větší směrovosti a zisku se štěrbínové antény spojují do řad a soustav. Štěrbínové antény jsou obecně všesměrové zářiče. Pro eliminaci všesměrového vyzařování je možné použití odrazné desky na jedné straně štěrbiny. U mikropáskových antén tuto odraznou desku tvoří spodní vodivá deska, která je zároveň zemní plochou a na horní vodivé straně substrátu je vytvořen motiv.



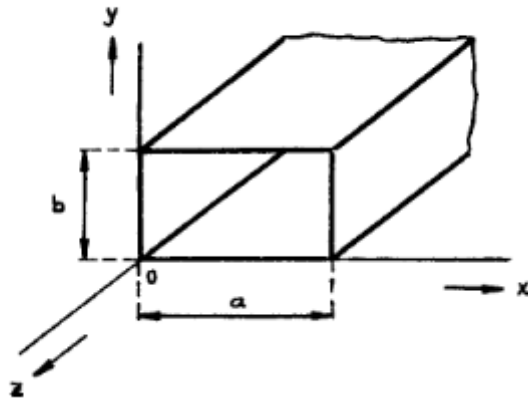
Obrázek 5 a) Štěrbínová anténa b) Soustava štěrbín ve vlnovodu c) Mikropásková

Vlastnosti štěrbínové antény lze spojovat s vlastnostmi symetrického dipólu a lze je popsat pomocí tzv. Babinetova principu. Babinetův princip je v optice definován: „Pokud je pole za obrazcem s otvorem přičteno poli komplementární struktury, součet je ekvivalentní poli bez obrazce“ [9]. Stručným popisem Babinetova principu lze říci, že stejné pole může být získáno kombinací více polí. To znamená, že páskový dipól a štěrbina jsou komplementární antény. Symetrický dipól ovšem vyzařuje díky stojatému vlnění elektrických proudů, zatímco štěrbina vyzařuje díky stojatému vlnění magnetického proudu tekoucího podél delších stran štěrbín. V podélném směru umístění štěrbiny má vyzařovací diagram stejný charakter jako u symetrického dipólu. Vzhledem k dualitě elektrických a magnetických polí jsou však vektory elektrické intenzity  $E$  a magnetické intenzity  $H$  elektromagnetického pole na opačných místech [9].



Obrázek 6 Půlvlnný dipól a jeho komplement šěrbinová anténa [9]

## 2.2 Návrh klasického obdél níkového vlnovodu



Obrázek 7 Vlnovod obdél níkového průřezu [1]

Nejdříve je nutné zvolit příčné rozměry vlnovodu. Anténa byla navržena pro zadané kmitočtové pásmo 10,5 GHz. Parametry  $a$  a  $b$  označují šířku a výšku kovového vlnovodu. Předpoklad je, že  $a = 2 \cdot b$  pro vybuzení dominantního vidu  $TE_{10}$  s nejnižší frekvencí  $f_{krit}$ . Pracovní frekvence  $f_{prac}$  se obvykle volí pro vid  $TE_{10}$  jako:  $f_{prac} \approx 1,4 \cdot f_{krit}$ . Pro hodnotu středního kmitočtu 10,5 GHz odpovídá kritický kmitočet hodnotě 7,5 GHz. Z kritické frekvence dle vztahu (1) lze vypočítat šířku strany kovového vlnovodu  $a$  [13].

$$a = \frac{c}{2 \cdot f_{krit}}, \quad (1)$$

v této rovnici značí  $a$  příčný rozměr vlnovodu,  $c$  rychlost elektromagnetického záření ve vakuu a  $f_{krit}$  kritickou frekvenci vlnovodu.

Abychom mohli určit délku vlny ve vlnovodu (4), potřebujeme znát délku pracovní vlny (3), tedy takovou délku vlny, která vstupuje do vlnovodu a kritickou délku vlny (2).

$$\lambda_{krit} = 2 \cdot a, \quad (2)$$

$$\lambda_{prac} = \frac{c}{f_{prac}}, \quad (3)$$

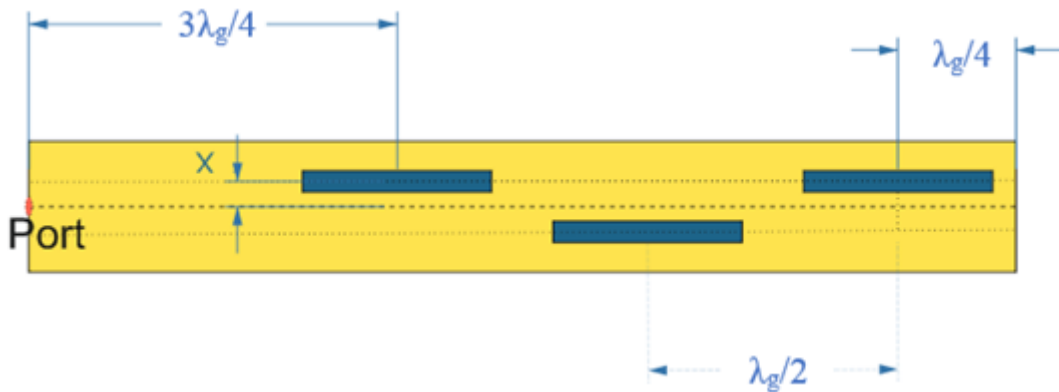
$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_{prac}}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_{krit}}\right)^2}}, \quad (4)$$

kde konstanta  $c$  je rychlost elektromagnetického záření ve vakuu,  $\lambda_{prac}$  je pracovní délka vlny,  $f_{prac}$  je pracovní frekvence a  $\lambda_{krit}$  je kritická vlnová délka.

Dále je třeba ověřit, jestli námi zvolený pracovní kmitočet leží v pásmu jednovydovosti. Pásmo jednovydovosti u klasického obdélníkového vlnovodu a vlnovodu typu SIW je dáno kritickým kmitočtem dominantního vidu TE<sub>10</sub> (od této frekvence se vlnovodem začíná šířit elektromagnetická vlna) a kritickým kmitočtem druhého vyššího vidu TE<sub>20</sub> (od této frekvence se vlnovodem začínají šířit různou rychlostí dvě vlny, které se vzájemně skládají). Pásmo jednovydovosti ověříme pomocí vzorce (5).

$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2}. \quad (5)$$

### 2.3 Návrh štěrbinové vlnodné antény



Obrázek 8 Struktura vlnodné štěrbinové antény

Při výpočtu slotů kovového obdélníkového vlnovodu byla nejprve potřeba znát vodivost jednotlivých slotů (6). Pro získání lepší směrovosti naší antény byl počet slotů stanoven na 6.

$$g_1 = \frac{1}{N}, \quad (6)$$

kde  $N$  je počet slotů. Celková vodivost slotů je dána vzorcem (7), kde  $\lambda_g$  je délka

vlny ve vlnovodu,  $\lambda_{prac}$  je pracovní délka vlny. Parametry  $a$  a  $b$  jsou příčné rozměry vlnovodu [9].

$$g_2 = 2,09 \left( \frac{\lambda_g}{\lambda_{prac}} \right) \left( \frac{a}{b} \right) \cos^2 \left( \frac{\lambda_{prac} \cdot \pi}{2 \cdot \lambda_g} \right). \quad (7)$$

Pomocí těchto vodivostí můžeme vypočítat argument (8), který je použit k výpočtu odsazení jednotlivých štěrbin od osy vlnovodu (9):

$$arg = \sin^{-1} \left( \frac{g_1}{g_2} \right), \quad (8)$$

$$x = \left( \frac{a}{\pi} \right) \cdot \sqrt{arg}, \quad (9)$$

kde  $a$  je příčný rozměr vlnovodu.

Dalším krokem je určit vzdálenost jednotlivých štěrbin podle vzorce (10). Tato vzdálenost je rovna poloviční délce vlny šířící se vlnovodem.

$$S_D = \frac{\lambda_g}{2}. \quad (10)$$

Délka jednotlivých štěrbin se určí jako polovina pracovní délky vlny vstupující do vlnovodu.

$$S_L = \frac{\lambda_{prac}}{2}. \quad (11)$$

Šířka jednotlivých štěrbin se vypočítá jako dvacetina délky vlny šířící se vlnovodem.

$$S_W = \frac{\lambda_g}{20}. \quad (12)$$

Vzdálenost středu poslední štěrbin ke konci vlnovodu by měla být rovna čtvrtině vlnové délky vlny šířící se vlnovodem, z čehož vyplývá, že na tomto konci bude zkrat. Celkovou délku antény můžeme vypočítat podle vzorce (13).

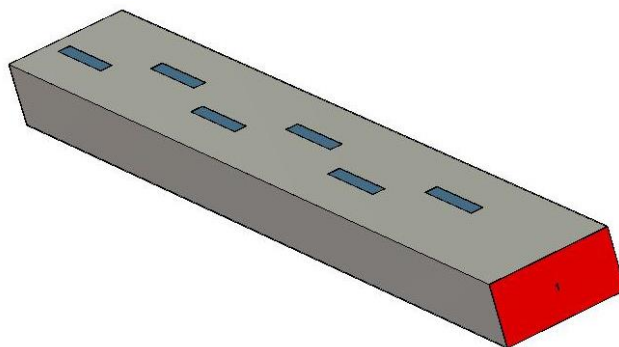
$$l_A = \frac{7}{2} \lambda_g. \quad (13)$$

Tabulka 1 Přehled vypočtených rozměrů štěrbinové antény

Parametr	Hodnota [mm]
$x$	2,35
$SD$	20,41
$SL$	14,285
$SW$	2,041
$l_A$	71,44

## 2.4 Výsledky simulací vlnovodné štěrbinové antény

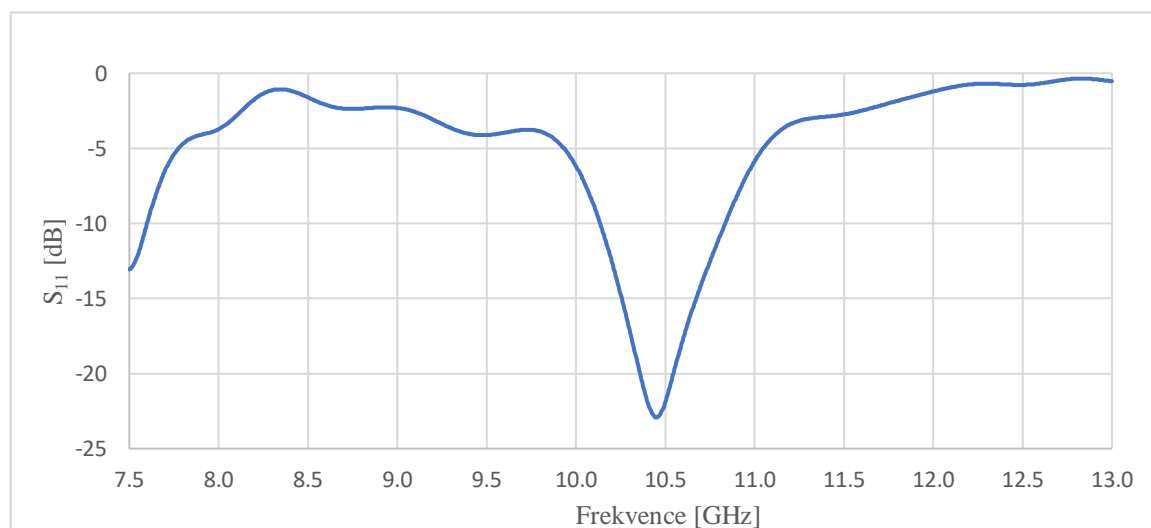
Při simulování vlnovodné štěrbinové antény byl nejprve vytvořen model základního kovového vlnovodu, jehož parametry byly vypočteny v podkapitole 2.2. Dále byly do jeho struktury vytvořeny štěrbiny z kapitoly 2.3, čímž vznikla vlnovodná štěrbinová anténa.



Obrázek 9 Simulace vlnovodné štěrbinové antény

Model štěrbinové antény je napájen vlnovodným portem, který je na Obrázek 9 vyznačen červenou barvou. V praxi se napájení nejčastěji realizuje přechodem na koaxiální vedení, kdy je střední vodič spojen s dolní stěnou vlnovodu a vnější vodič s horní stěnou vlnovodu.

Následující Obrázek 10 vykresluje činitel odrazu, tedy parametr  $S_{11}$  po optimalizaci jednotlivých rozměrů. Jednotlivé kroky optimalizace jsou uvedeny dále v této kapitole.



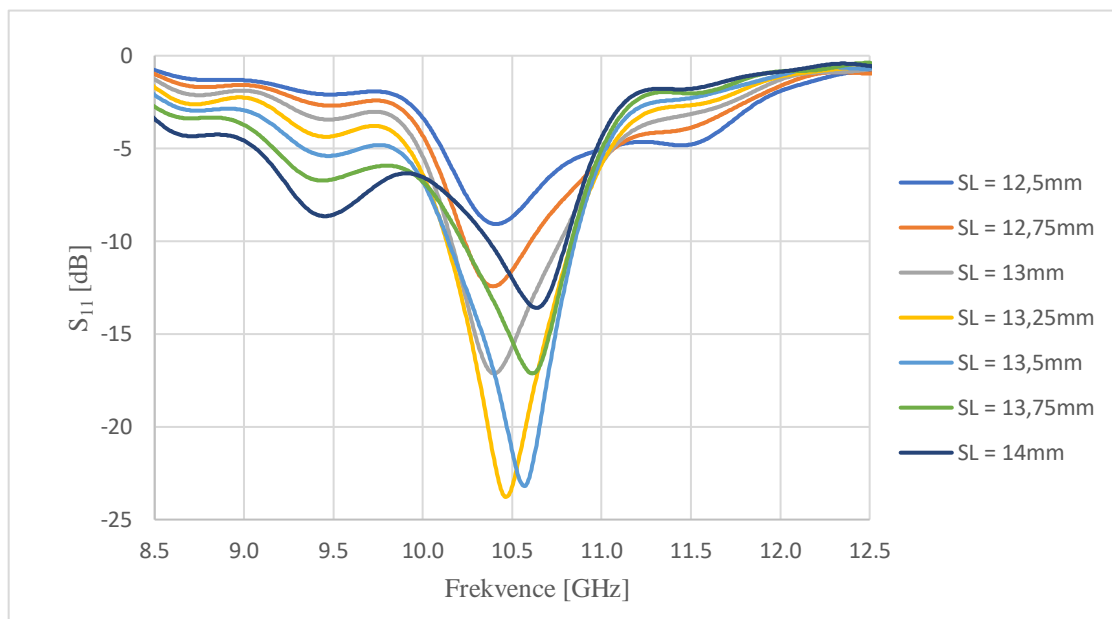
Obrázek 10 Činitel odrazu vlnovodné štěrbinové antény

Z výsledku simulace byl odečten činitel odrazu po pracovní frekvenci  $f_0$  ( $10,5 \text{ GHz}$ ) =  $-21,9 \text{ dB}$  a šířka pásma podle vzorce (14) při ( $S_{11} = -10 \text{ dB}$ )  $699 \text{ MHz}$  ( $6,67 \%$ ).

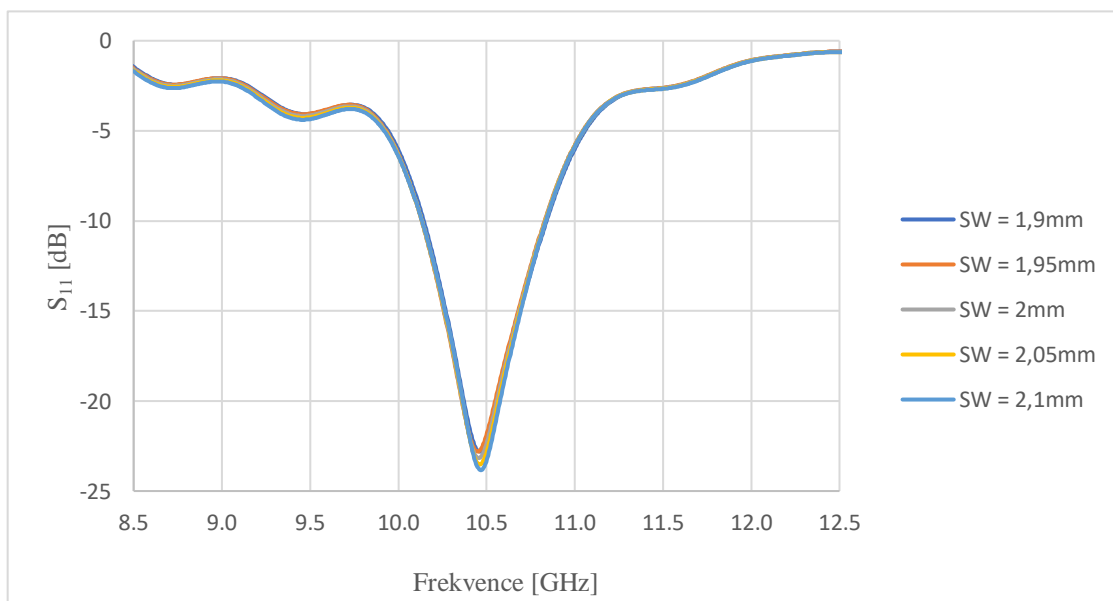
$$BW = \frac{BW(S_{11} < -10\text{dB})}{f_0} \cdot 100, \quad (14)$$

kde  $BW$  značí šířku pásma a  $f_0$  je střední frekvence šířky pásma.

Z důvodů požadavků na větší šířku pásma a nižší hodnoty činitele odrazu bylo nutné provést optimalizaci, která byla provedena změnami hodnot délky šterbiny  $S_L$ , šířky šterbiny  $S_W$  a odsazení jednotlivých šterbin od osy vlnovodu  $x$

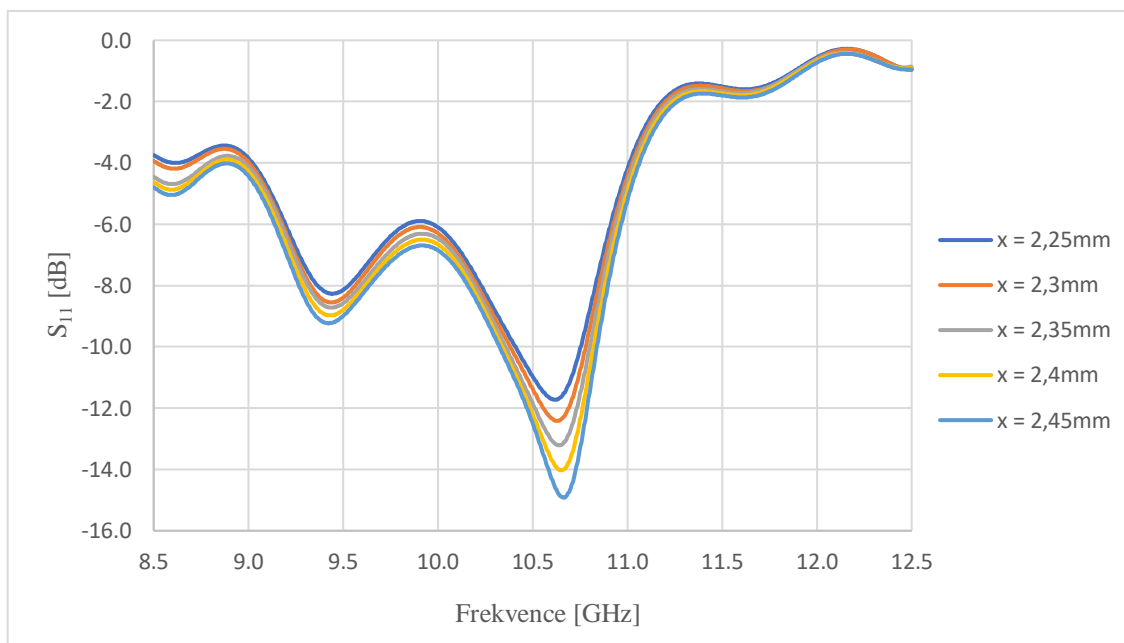


Obrázek 11 Simulace změny délky šterbiny vlnovodné šterbinové antény



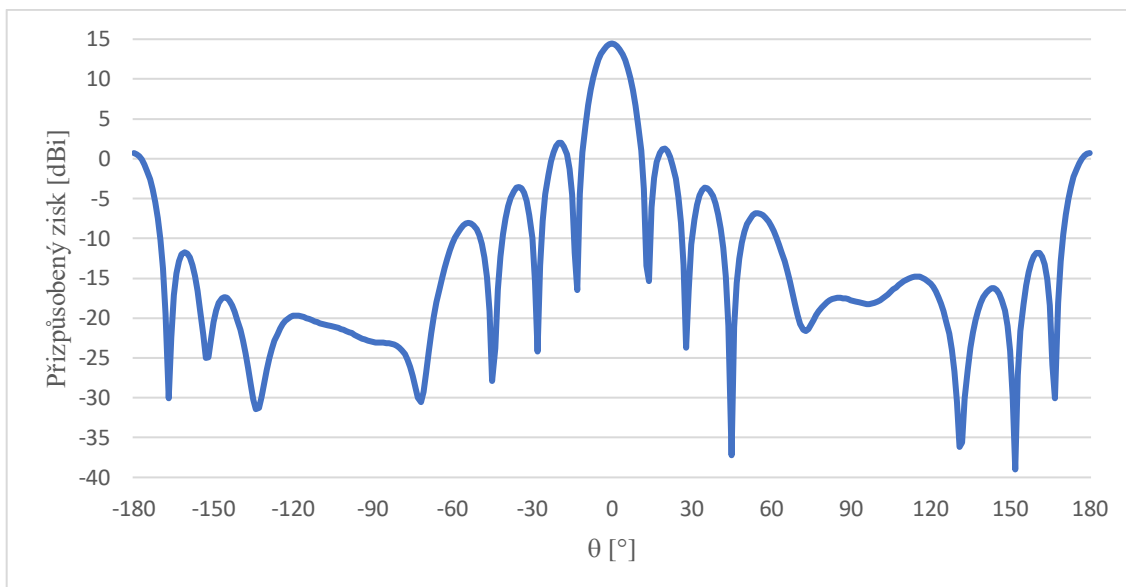
Obrázek 12 Simulace změny šířky šterbiny vlnovodné šterbinové antény

Dle teoretických předpokladů by mělo mít za následek zvětšování šířky šterbiny zvětšení šířky pásma, ale Obrázek 12 dokazuje, že změna šířky pásma má minimální vliv na činitel odrazu i šířku pásma, proto byl tento parametr použit pouze k výslednému doladění.

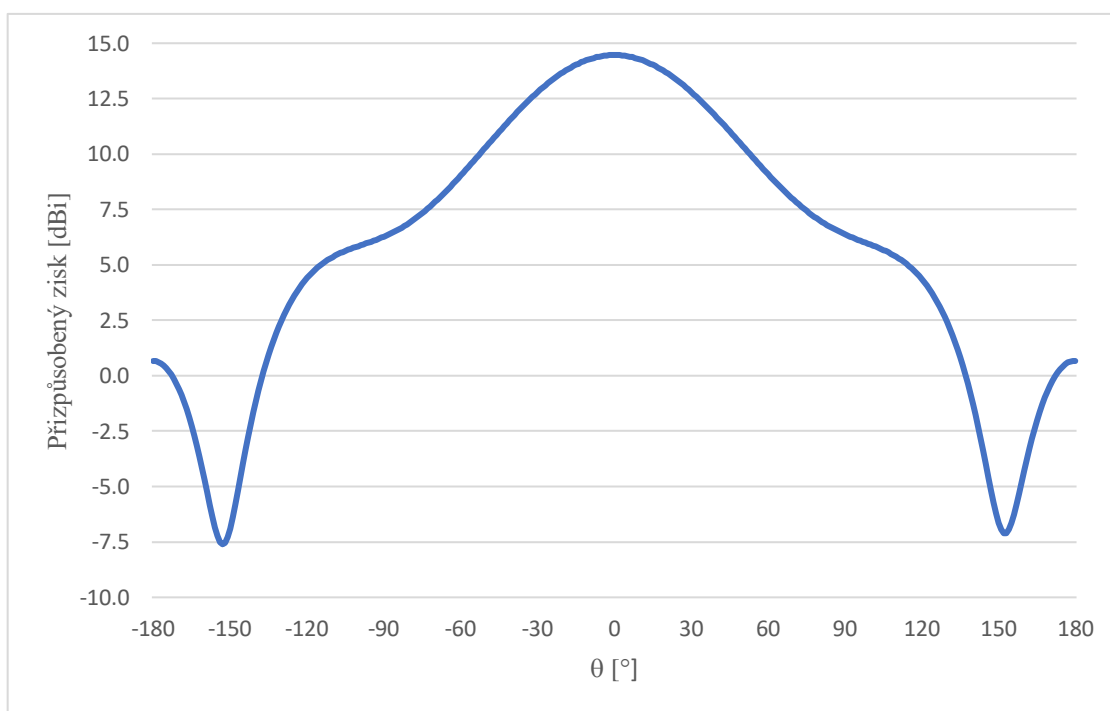


Obrázek 13 Simulace změny odsazení šterbin od osy vlnovodu vlnovodné šterbinové antény

Z Obrázek 13 je patrné, že zvětšováním hodnoty parametru  $x$  se zvětšuje šířka pásma a mírně se snižuje i činitel odrazu. Podle Obrázek 11 byla nastavena požadovaná hodnota činitele odrazu, protože změna délky šterbiny měla největší vliv na činitel odrazu a parametrem  $x$  byla následně nastavena šířka pásma, protože změna tohoto parametru měla malý vliv na činitel odrazu.



Obrázek 14 Směrová charakteristika vlnovodné antény v rovině H



Obrázek 15 Směrová charakteristika vlnovodné antény v rovině E

Na Obrázek 14 a Obrázek 15 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v rovině H a E. Normalizovaný zisk klasické šterbinové antény činí hodnoty 14,5 dBi a úroveň postranních laloků v rovině H -12,5 dB a šířkou hlavního laloku 11,9°. V rovině E je úroveň postranních laloků -14,4 dB a šířka hlavního laloku 84,4°.

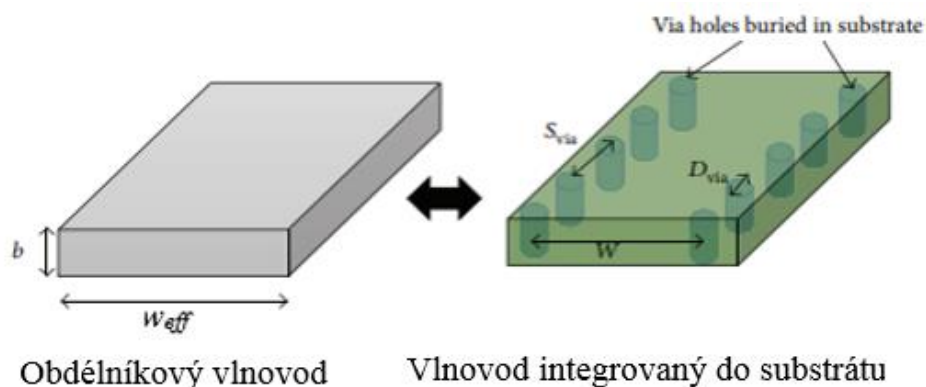


### 3 TEORETICKÝ NÁVRH SIW ŠTĚRBINOVÉ ANTÉNNÍ ŘADY 6X1

Nyní, když byla ověřena funkčnost štěrbínové vlnovodné antény na klasickém kovovém vlnovodu, bude navržena anténa na textilní substrát. Teoretický návrh SIW štěrbínové antény je popsán v jednotlivých podkapitolách. První podkapitola se zabývá postupem návrhu vlnovodu typu SIW, druhá podkapitola se věnuje návrhu štěrbin do struktury vlnovodu typu SIW a ve třetí podkapitole jsou opět zobrazeny výsledné simulace v programu CST Microwave Studio. Všechny modely jsou rovněž jako v předchozí kapitole simulovány pro kmitočet 10,5 GHz.

#### 3.1 Návrh vlnovodu typu SIW

Pro zadání této práce se jeví jako nejlepší možnost technologie typu SIW. Jako substrát bude použita pletenina 3D043 s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 1,2$  a tloušťkou  $h = 3,4$  mm [4]. Prokovy se vytvoří prošitím tohoto substrátu pomocí vodivé niti a spodní vodivá deska sloužící jako zemní plocha i samotný motiv antény se přilepí na substrát vodivým lepidlem.



Obrázek 16 Přechod mezi klasickým vlnovodem a vlnovodem SIW [11]

Pro výpočet vlnovodu SIW lze nalézt v literatuře několik návrhových postupů a kritérií. Jedna z možných variant návrhu je postupovat tak, že je třeba nejprve určit rozměry klasického vlnovodu obdélníkového průřezu, který bude nahrazen vlnovodem typu SIW. Je tedy třeba určit příčnou stranu vlnovodu (tzv. efektivní šířku vlnovodu  $w_{eff}$ ) pomocí frekvence, na které má vlnovod pracovat a kratší stěnu vlnovodu, která je dána tloušťkou substrátu  $h$ . Následně je třeba zvolit poměr  $s/d$ , který by se měl pohybovat v rozmezí 1–2 a poměr  $d/w$ , který by měl být menší než 1/8, kde  $d$  je průměr jednotlivých prokůvů a  $s$  značí rozestup mezi prokovy, jak je patrné na Obrázek 11. Dodržením výše uvedených podmínek by měly být u vlnovodu SIW zajištěny dobré vlastnosti z hlediska parazitního vyzařování způsobené prosakováním elektromagnetických vln mezerami mezi prokovy a z hlediska útlumu. Dalším krokem je určení vzdálenosti  $w$ , která představuje šířku SIWu podle vztahu (15), posledním krokem je určení vzdálenosti prokůvů  $s$  a průměru prokůvů

$d$  s dodržением podmínek uvedených ve vztazích (13) a (14).

Výpočet strany  $a$  ekvivalentního vlnovodu obdélníkového průřezu byl proveden obdobně jako v kapitole 2.2 Návrh klasického obdélníkového vlnovodu dle vztahu (1) s tím rozdílem, že nyní již bude při výpočtu zahrnuta relativní permitivita substrátu. Tloušťka substrátu  $h$  u 3D textilie byla změřena 3,4 mm. Prokovy budou zhotovené pomocí elektricky vodivé niti s průměrem  $d = 0,6$  mm [5].

Vztahy (13) a (14) popisují návrhové podmínky struktury SIW:

$$\frac{s}{d} < 2, \quad (13)$$

$$\frac{d}{w} < \frac{1}{8}, \quad (14)$$

kde  $s$  značí vzdálenost mezi prokovy,  $d$  je průměr prokovů a  $w$  je šířka vlnovodu SIW. Samotná šířka  $w$  vlnovodu SIW se vypočte dle vztahu (15)

$$w_{eff} = w - 1,08 \frac{d^2}{s} + 0,1 \frac{d^2}{w}, \quad (15)$$

kde  $w_{eff}$  je šířka ekvivalentního vlnovodu spočtena dle vztahu (16),  $w$  je šířka vlnovodu typu SIW,  $d$  značí průměr prokovů a  $s$  rozestup mezi prokovy.

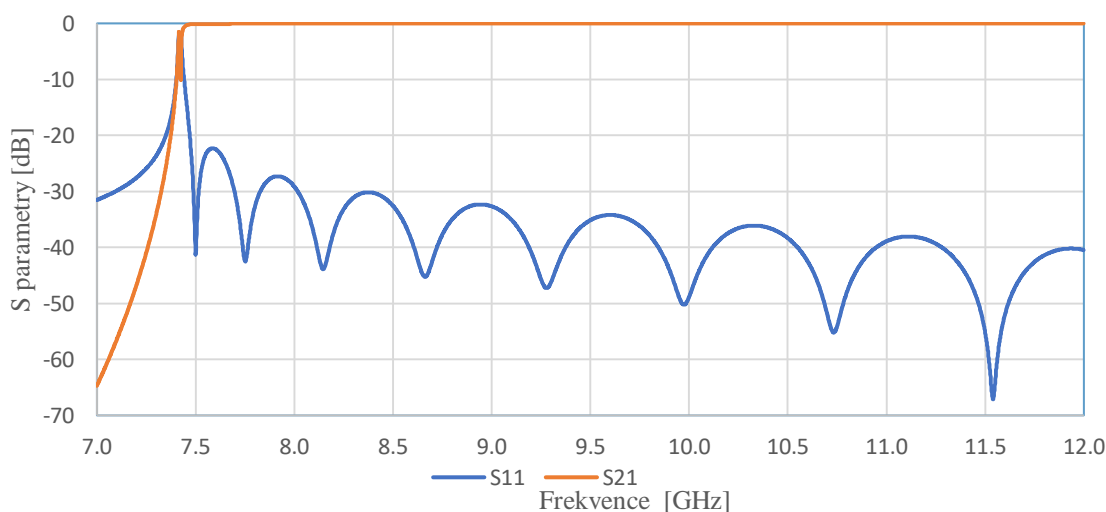
$$w_{eff} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (16)$$

kde  $w_{eff}$  je šířka ekvivalentního vlnovodu,  $c$  je rychlost světla,  $f_{krit}$  je kritická frekvence, určena v kapitole 2.2 Návrh obdélníkového vlnovodu jako 7,5 GHz a  $\epsilon_r$  je relativní permitivita substrátu.

Z důvodu snadnější realizace antény byla nedodržena podmínka (13), správná funkčnost vlnovodu s rozměry uvedenými v tabulce 2 byla ověřena simulacemi zobrazenými na Obrázek 17.

Tabulka 2 Rozměry vlnovodu SIW

Parametr	Hodnota [mm]
$w_{eff}$	18,26
$w$	18,47
$s$	2
$d$	0,6



Obrázek 17 Závislost S-parametrů na frekvenci vlnovodu SIW

### 3.2 Návrh štěrbinové antény typu SIW

Postup návrhu štěrbinové antény typu SIW byl obdobný jako v kapitole 2.3 Návrh štěrbinové vlnovodné antény. Nejprve je potřeba vypočítat délku vlny, která se bude šířit vlnovodem integrovaným do substrátu (19). K výpočtu délky vlny šířící se vlnovodem SIW je potřeba určit délku pracovní vlny (17) a také kritickou délku vlny (18) [9].

$$\lambda_{prac} = \frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (17)$$

$$\lambda_{krit}^{TE10} = \frac{c}{f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (18)$$

kde  $c$  je rychlost šíření elektromagnetického záření ve vakuu,  $f_{prac}$  a  $f_{krit}$  jsou pracovní a kritické frekvence a  $\epsilon_r$  je relativní permitivita pleťeniny 3D043.

$$\lambda_{gsiw} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_{prac}}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_{krit}}\right)^2}}. \quad (19)$$

opět byla určena vodivost jednotlivých štěrbin. Protože počet štěrbin této antény bude stejný jako u předchozí štěrbinové vlnovodné antény, bude součet jednotlivých vodivostí roven (5).

Dále byla vypočtena celková vodivost podle vztahu (20):

$$g_2 = 2,09 \left( \frac{\lambda_{gsiw}}{\lambda_{prac}} \right) \left( \frac{w_{eff}}{h} \right) \cos^2 \left( \frac{\lambda_{prac} \cdot \pi}{2 \cdot \lambda_{gsiw}} \right), \quad (20)$$

kde  $\lambda_{gsiw}$  je délka vlny šířící se vlnovodem SIW,  $\lambda_{prac}$  je pracovní délka vlny,  $w_{eff}$  je ekvivalentní šířka vlnovodu SIW a  $h$  je výška substrátu. Nyní je již možné z těchto

vodivostí vypočítat argument (21), pomocí kterého bylo vypočteno odsazení štěrbin od osy vlnovodu (22):

$$arg = \sin^{-1} \left( \frac{g_1}{g_2} \right), \quad (21)$$

$$x_{siw} = \left( \frac{w_{eff}}{\pi} \right) \cdot \sqrt{arg}. \quad (22)$$

Vzdálenost štěrbin je rovna polovině vlnové délky šířící se vlnovodem SIW:

$$S_{DSIW} = \frac{\lambda_{gsiw}}{2}. \quad (23)$$

Délka jednotlivých štěrbin se určí jako polovina pracovní délky vlny vstupující do vlnovodu:

$$S_{LSIW} = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}}. \quad (24)$$

Šířka jednotlivých štěrbin se vypočítá jako dvacetina délky vlny šířící se vlnovodem:

$$S_{WSIW} = \frac{\lambda_{gsiw}}{20}. \quad (25)$$

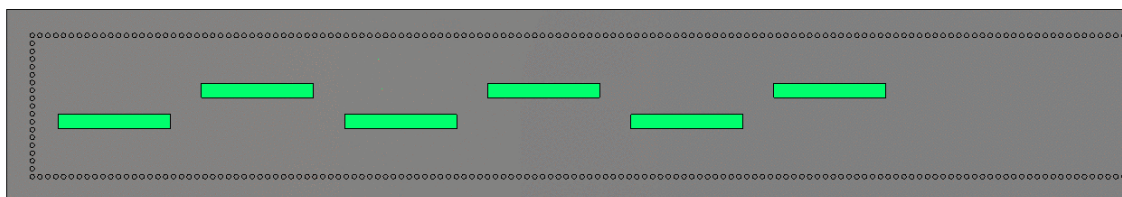
Vzdálenost středu poslední štěrbin ke konci vlnovodu SIW je rovna opět čtvrtině vlnové délky vlny šířící se vlnovodem, z čehož vyplývá, že na tomto konci bude zkrat. Celková délka antény  $l_{ASIW}$  může být vypočtena podle vztahu (13) s rozdílem, že bude ve vztahu dosazena délka vlny šířící se vlnovodem SIW ( $\lambda_{gsiw}$ ).

Tabulka 3 Přehled vypočtených rozměrů SIW štěrbinové antény

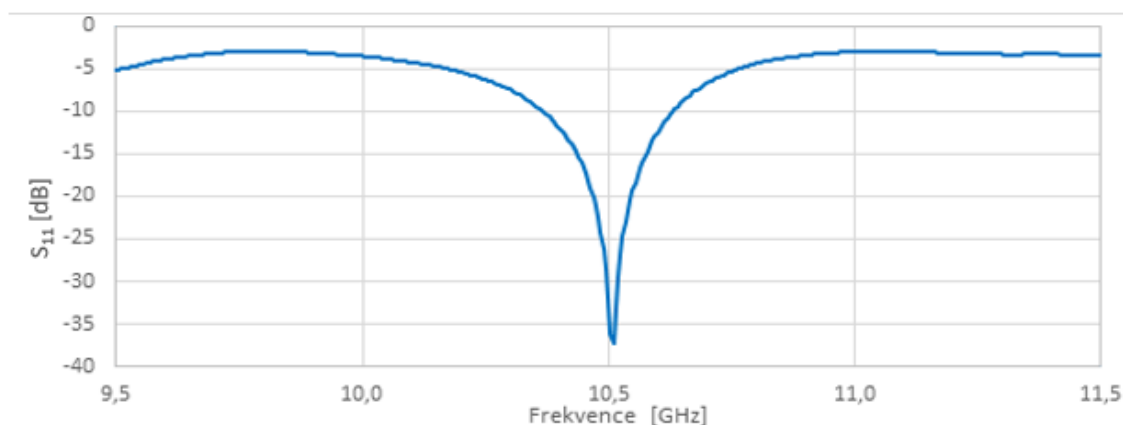
Parametr	Hodnota [mm]
$x_{siw}$	1,31
$S_{DSIW}$	18,63
$S_{LSIW}$	12,72
$S_{WSIW}$	1,863
$l_{ASIW}$	65,2

### 3.3 Výsledky simulací SIW štěrbínové antény

Při simulování SIW štěrbínové antény byl nejprve vytvořen model vlnovodu SIW, jehož parametry byly vypočteny v podkapitole 3.1. Dále byly do jeho struktury vytvořeny štěrbiny z kapitoly 3.2, čímž vznikla SIW štěrbínová anténa viz Obrázek 18.



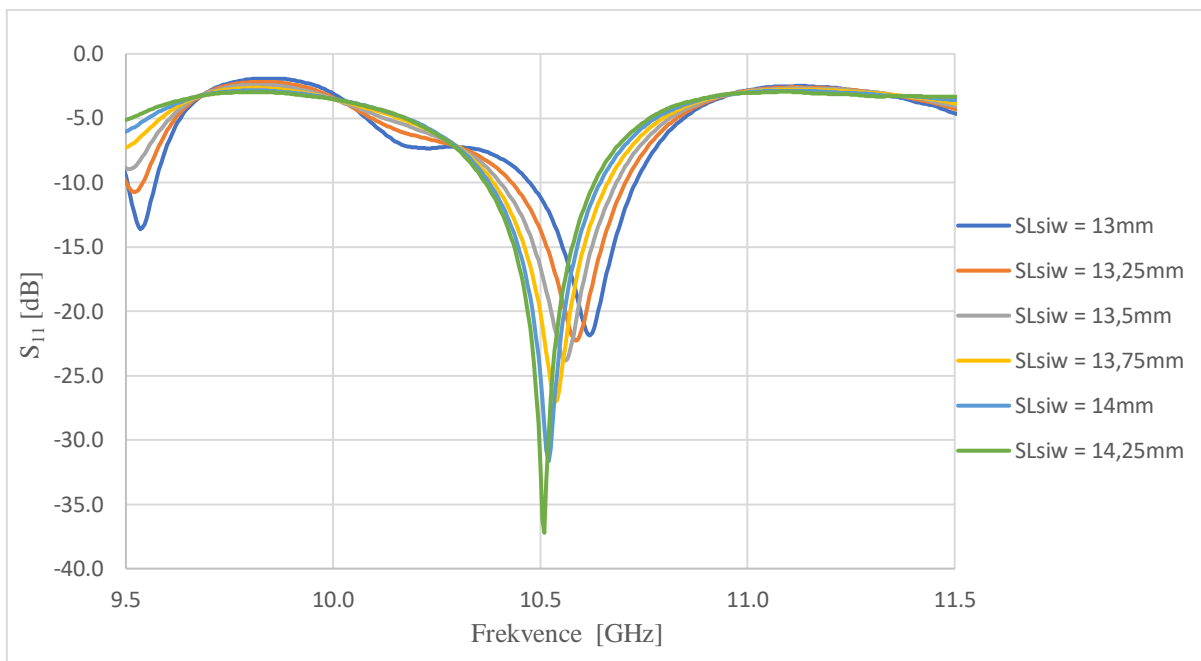
Obrázek 18 SIW štěrbínová anténa



Obrázek 19 Činitel odrazu SIW štěrbínové antény

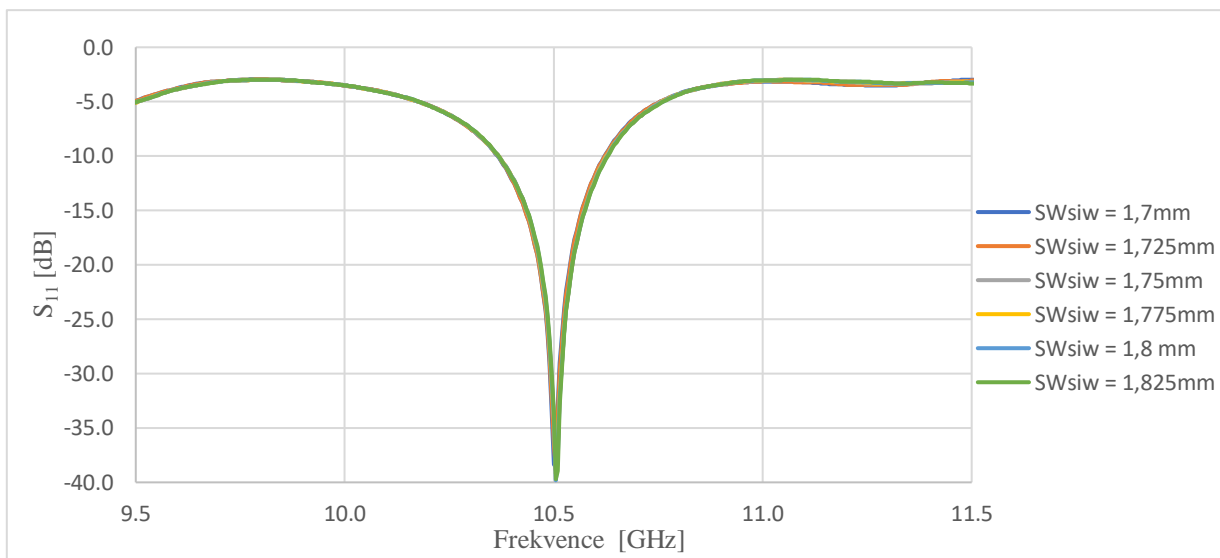
Na Obrázek 19 je zobrazen činitel odrazu po optimalizaci antény, která byla provedena změnou hodnot jednotlivých parametrů, které budou znázorněny dále v této kapitole. Z výsledku simulace byl odečten činitel odrazu pro pracovní frekvenci  $f_0$  (10,5 GHz) = -32,1 dB a šířka pásma podle vzorce (14) při ( $S_{11} = -10$  dB) 335 MHz (3,19 %).

Optimalizace antény probíhala rozmítáním následujících parametrů: délkou štěrbiny  $S_{LSIW}$ , šířkou štěrbiny  $S_{WSIW}$  a odsazením hodnot od osy vlnovodu  $x_{SIW}$ .



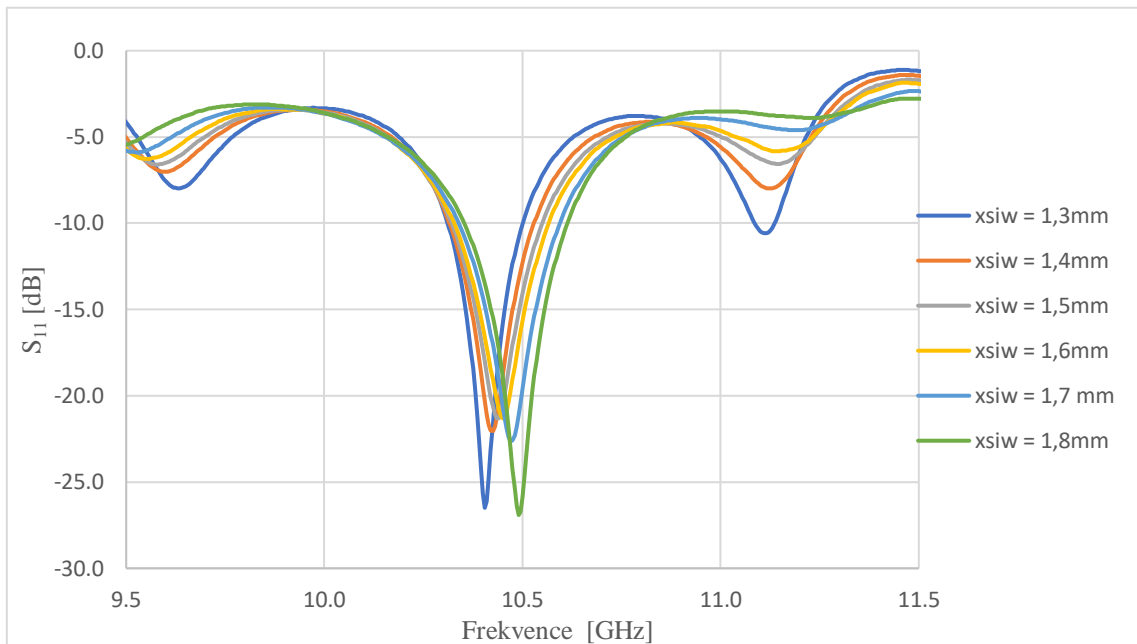
Obrázek 20 Simulace změny délky štěrby SIW štěrbinové antény

Z Obrázek 20 je patrné, že změna délky štěrby má největší vliv na hodnotu minimálního činitele odrazu, tím pádem bylo zvyšováním hodnot délky štěrby dosaženo požadované úrovně činitele odrazu, aniž by byla ve větší míře ovlivněna velikost pracovního pásma antény.



Obrázek 21 Simulace změny šířky štěrby SIW štěrbinové antény

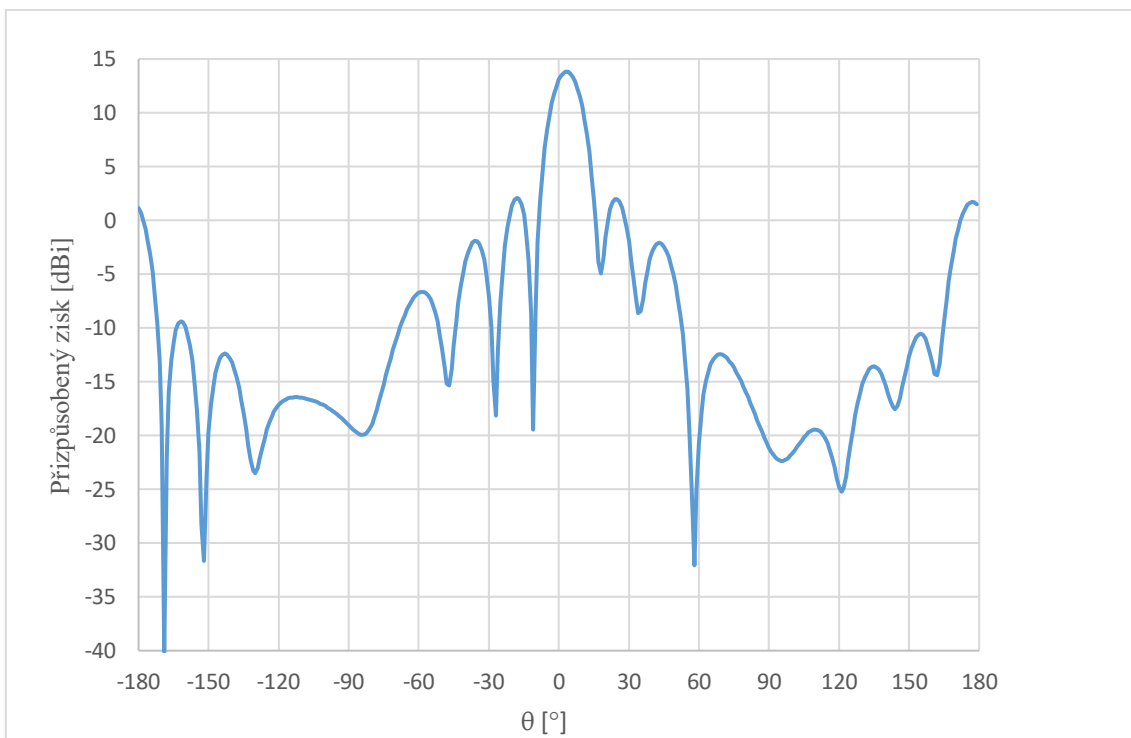
Na Obrázek 21 jsou zobrazeny závislosti činitele odrazu na frekvenci při rozmítání hodnoty šířky štěrby  $x_{siw}$  od hodnoty 1,7 mm do hodnoty 1,825 mm. Z obrázku je zřejmé, že změna šířky štěrby má minimální vliv na minimální hodnotu činitele odrazu  $S_{11}$  a šířku pásma. Z tohoto důvodu byla změna tohoto parametru použita pouze ke konečnému doladění antény.



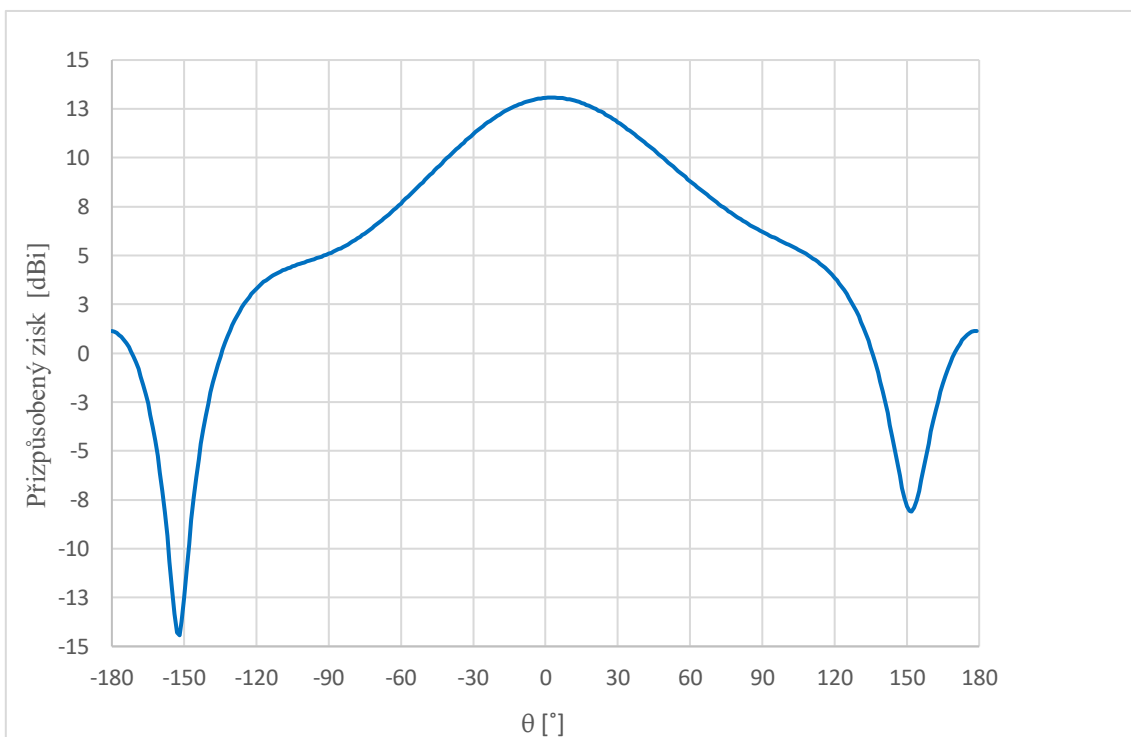
Obrázek 22 Simulace změny odsazení štěrbin od osy vlnovodu SIW štěrbinové antény

Obrázek 22 popisuje závislost činitele odrazu na frekvenci při změně hodnoty odsazení štěrbin od osy vlnovodu. Bylo zjištěno, že při zvyšování hodnoty tohoto parametru se zvyšuje i šířka pásma antény, aniž by probíhala větší změna minimální hodnoty činitele odrazu, proto bylo změnou této hodnoty dosaženo zvětšení hodnoty šířky pásma antény.

Na Obrázek 23 a Obrázek 24 je zobrazena směrová charakteristika v rovině E a H. Anténa má v rovině H přizpůsobený zisk 13,8 dBi, šířka hlavního laloku činí 12,8° a úroveň postranních laloků je -11,7 dB. V rovině E je šířka hlavního laloku 85,4° a úroveň postranních laloků -14,4 dB. Zlepšením hodnot šířky hlavního laloku v rovině H a úrovní postranních laloků se bude více zabývat 4. kapitola



Obrázek 23 Směrová charakteristika SIW vlnovodné antény v rovině H



Obrázek 24 Směrová charakteristika SIW vlnovodné antény v rovině E

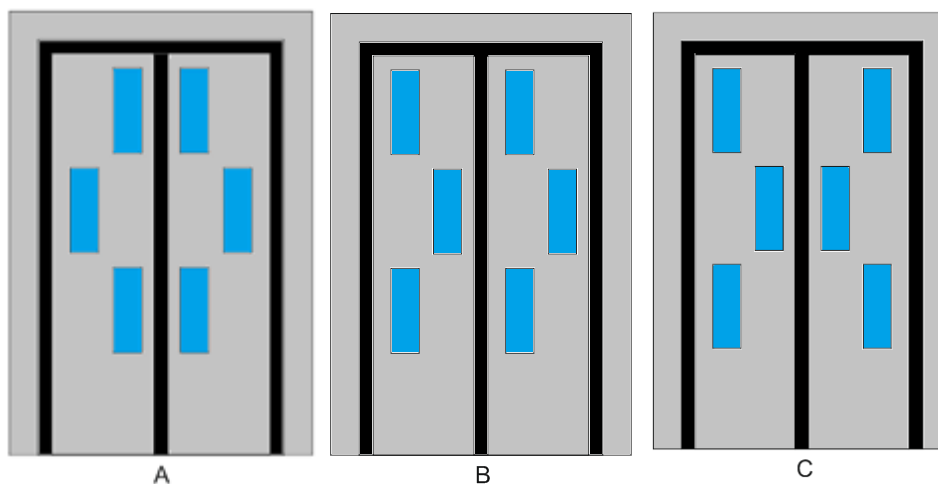


## 4 NÁVRH ANTÉNNÍ ŘADY 3X2

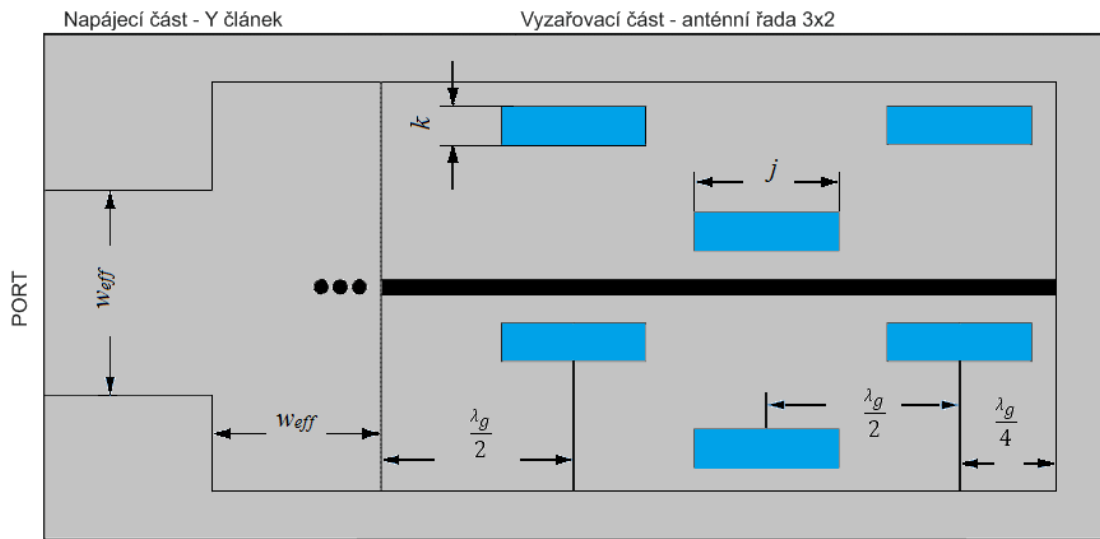
Simulacemi v kapitole 3 Teoretický návrh SIW vlnovodné štěrbinové anténní řady byla ověřena správnost postupu návrhu anténní řady 6x1. Tato kapitola se zabývá návrhem anténní řady 3x2 na bázi vlnovodu SIW za účelem potlačení úrovně postranních laloků a zvětšení hlavního laloku v rovině H. Správnost řešení bude opět doložena simulacemi v programu CST Microwave Studio. V kapitole je popsána konfigurace anténní řady 3x2 a optimalizace napájecího Y článku. Po spojení struktur napájecího Y článku s anténní řadou 3x2 je tato struktura optimalizována za účelem zvětšení zisku a výše uvedených požadavků.

### 4.1 Konfigurace anténní řady 3x2 na bázi vlnovodu SIW

Anténní řada 3x2 na bázi vlnovodu SIW se skládá z napájecího Y článku a vyzářovací anténní části se štěrbinami viz Obrázek 25. Napájecí Y článek je tvořen třemi prokovy, u kterých je v další kapitole optimalizována jejich poloha, jak je patrné z Obrázek 26. Vyzářovací část je tvořena dvěma paralelně umístěnými anténními řadami 3x1. Správnost konfigurace anténní řady byla provedena simulacemi tří různých variant, které jsou vyobrazeny na Obrázek 25. Simulacemi bylo zjištěno, že nejlepších výsledků je dosaženo při variantě B. Model je nejprve navržen s pevnými stěnami a poté přepočten na strukturu SIW. Mezi oběma anténami se nachází stěna tvořena prokovy. Poloha štěrbin je opět navržena jako v předchozích kapitolách tak, aby středy štěrbin byly umístěny v maximech elektromagnetického pole.



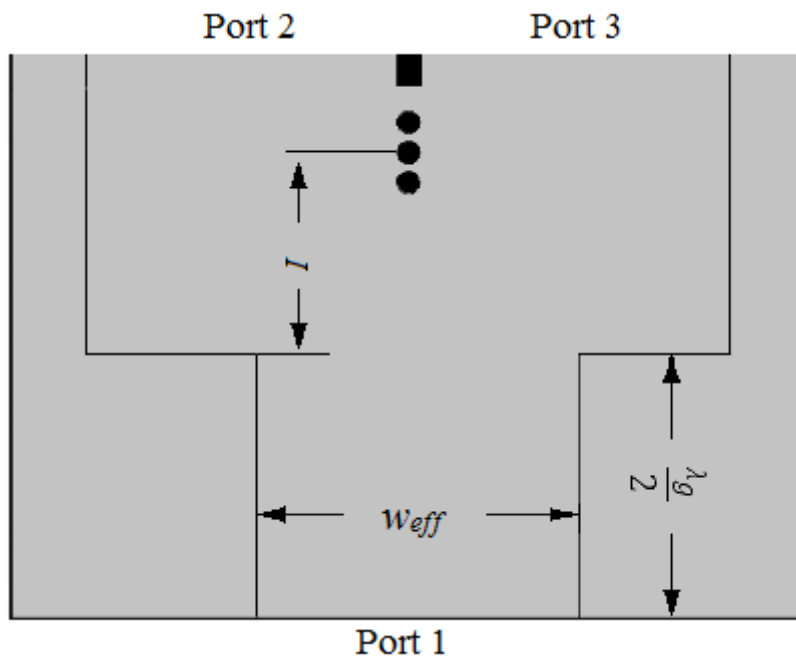
Obrázek 25 Varianty vyzářovací části antény



Obrázek 26 Anténní řada 3x2 s pevnými stěnami

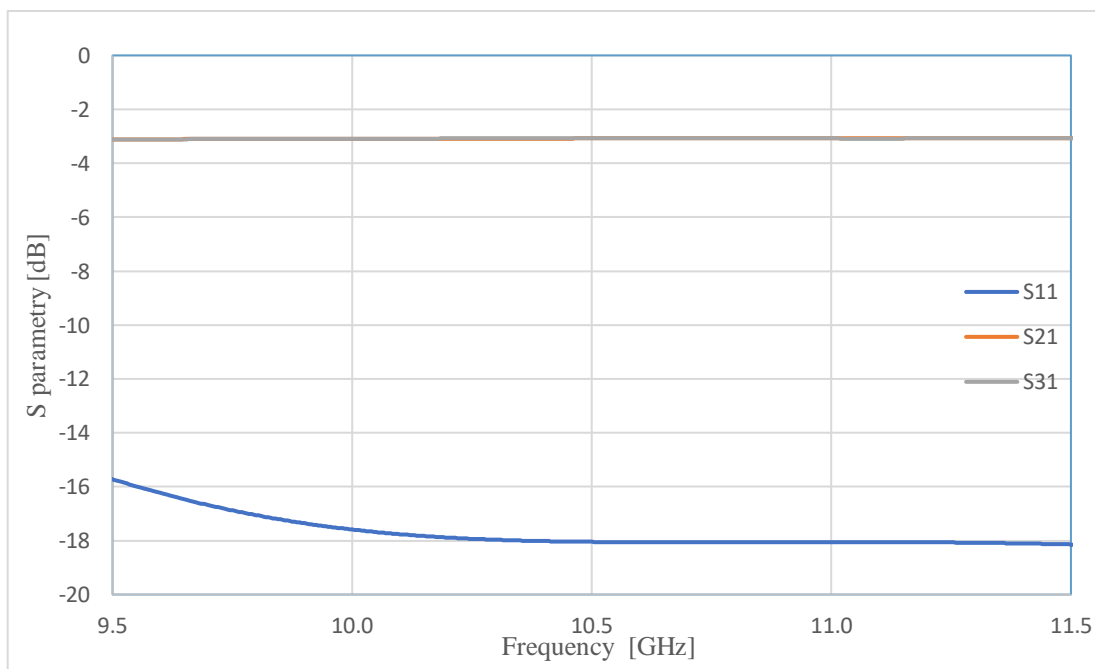
## 4.2 SIW dělič-Y

Výkonové děliče slouží k rozdělení výkonu do několika větví (obvykle 2 nebo 4). V minulosti byl nejvíce v soustavách pracujících v pásmu milimetrových a mikrovlnných vln využíván kovový obdélníkový vlnovodný dělič výkonu. Tento dělič výkonu však není pro moderní integrované obvody příliš vhodný z důvodu stále rostoucích požadavků na velikost, vyrobitelnost a cenovou dostupnost. Navíc je také značně složité zakomponovat tento dělič mezi planární obvody. V současnosti se v planárních obvodech nejvíce využívá výkonového děliče na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW). SIW děliče můžeme rozdělit podle jejich tvaru na typ „Y“ a „T“. Oba typy děličů mají různé úpravy dělení výkonu, avšak jejich podstata při návrhu je stejná. U děliče typu „Y“ je výkon rozdělen pomocí trojice prokůvů. Optimalizace dělení výkonu do dvou větví spočívá v nalezení parametrů, kdy jsou činitelé přenosu  $S_{21}$  a  $S_{31}$  rovny  $-3$  dB. Této hodnoty však lze dosáhnout pouze v bezztrátovém prostředí. V praxi bývá tato hodnota vlivem ztrát o něco nižší. Pro ideální dělení výkonu u děliče typu „Y“ je rozhodující vzdálenost mezi koncem napájecího vlnovodu a dělicími prokůvy. Jednotlivé větve musí mít stejnou šířku  $w$ , která byla vypočtena při návrhu vlnovodu SIW. Optimalizaci popisuje Obrázek 27, „Y“ článek je buzen vlnovodným portem (Port 1) a optimalizována je vzdálenost  $l$  mezi koncem vlnovodu a trojicí prokůvů. Hledanými parametry jsou co nejnižší činitel odrazu a činitelé přenosu  $S_{21}$  a  $S_{31}$  blízké se teoretické hodnotě  $-3$  dB. Parametry trojice prokůvů byly pro nejlepší výsledek stanoveny jako rozestupy  $s = 1$  mm a průměr  $d = 0,6$  mm [9].



Obrázek 27 Napájecí Y článek buzen vlnovodným portem

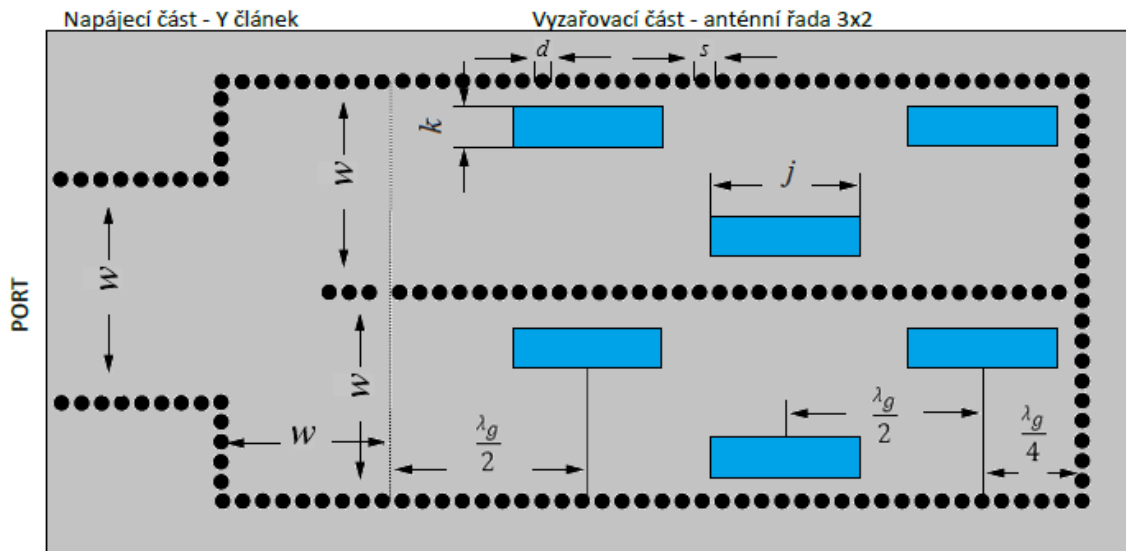
Výsledek optimalizace vzdálenosti proků  $I$  je zobrazen na Obrázek 28 Na pracovním kmitočtu 10,5 GHz je hodnota činitele odrazu rovna -18,05 dB. Průběhy činitelů přenosu  $S_{21} = -3,08$  dB a  $S_{31} = -3,07$  dB dokazují, že je vstupní energie z portu 1 rovnoměrně a s minimálními ztrátami rozdělena na polovinu do výstupních portů 2 a 3 (-3 dB).



Obrázek 28 Závislost činitele odrazu  $S_{11}$  a činitelů přenosu  $S_{21}$  a  $S_{31}$  po optimalizaci dělicích proků.

### 4.3 Konverze na strukturu SIW

Anténní řadu 3x2 s pevnými stěnami, která je zobrazena na Obrázek 26 je nyní nutné nahradit strukturou SIW. Přepočítání na strukturu SIW bylo provedeno obdobně jako v kapitole 3.1 Návrh vlnovodu typu SIW. Parametry průměr proků  $d$ , vzdálenost mezi proky  $s$  a optimalizovaná vzdálenost děliče byly zvoleny stejně jako v předchozích kapitolách. Přepočítání na strukturu SIW zobrazuje Obrázek 29.



Obrázek 29 Konverze anténní řady na strukturu SIW

Hodnoty parametrů anténní řady 3x2 i anténní řady typu SIW jsou uvedeny v následujících tabulkách oba typy antén jsou buzeny vlnovodným portem.

Tabulka 4 Parametry anténní řady 3x2 s pevnými stěnami

$w_{eff}$ [mm]	$s$ [mm]	$d$ [mm]	$j$ [mm]	$k$ [mm]	$X_{siw}$ [mm]
18,26	2	1,2	14,285	1,8225	1,8

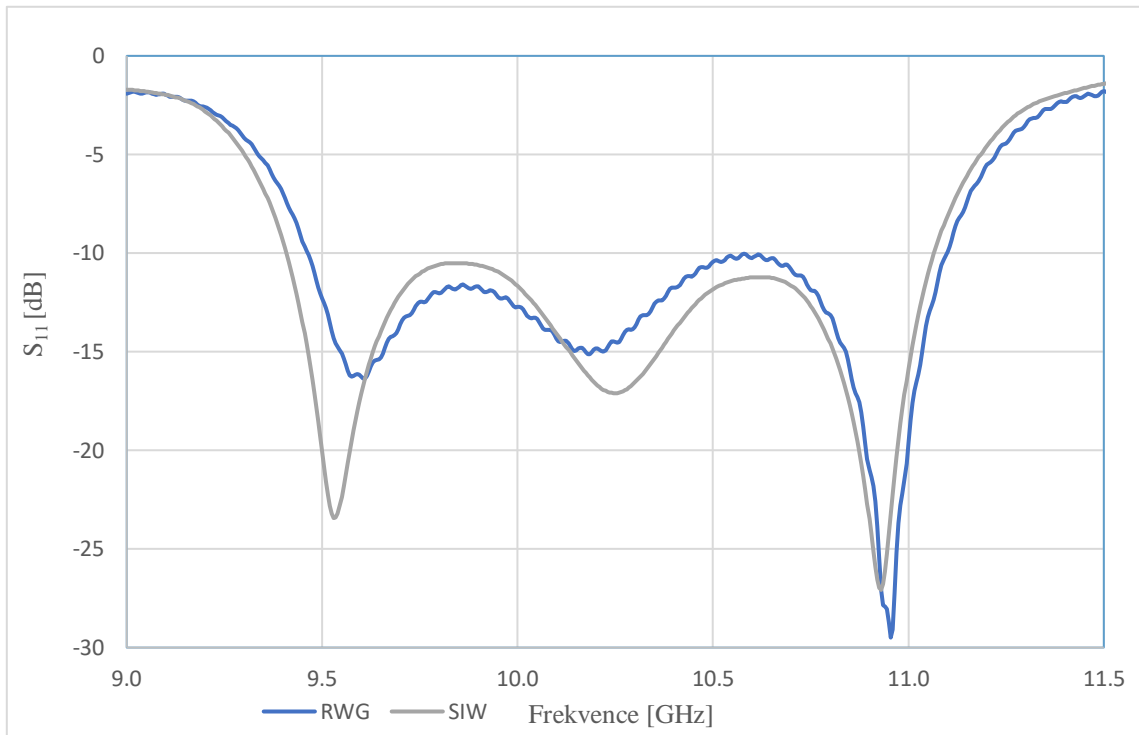
Kde  $w_{eff}$  je příčná strana obdélníkového vlnovodu,  $s$  značí vzdálenost mezi proky  $d$  značí průměr proků,  $j$  je délka štěrbin,  $k$  je šířka štěrbin a  $X_{siw}$  vyjadřuje míru odsazení štěrbin od osy vlnovodu.

Tabulka 5 Parametry SIW anténní řady 3x2

$w$ [mm]	$s$ [mm]	$d$ [mm]	$j$ [mm]	$k$ [mm]	$X_{siw}$ [mm]
18,47	2	1,2	14,285	1,8225	1,8

Kde  $w$  je příčná strana vlnovodu typu SIW,  $s$  značí vzdálenost mezi proky  $d$  značí průměr proků,  $j$  je délka štěrbin,  $k$  je šířka štěrbin a  $X_{siw}$  vyjadřuje míru odsazení štěrbin od osy vlnovodu.

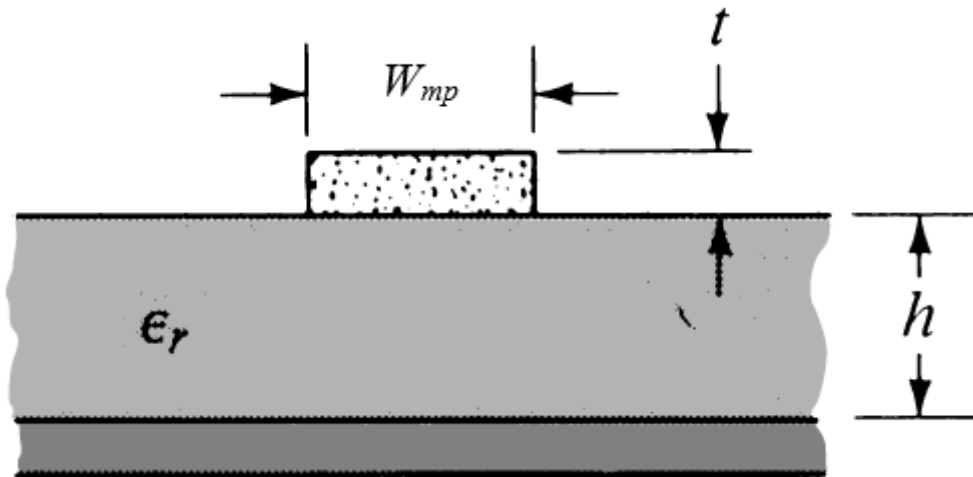
Na Obrázek 30 je zobrazeno srovnání činitelů odrazu pro anténní řadu s klasickým vlnovodem, tak i pro anténní řadu s vlnovodem SIW. Z průběhů činitelů odrazu vyplývá, že obě anténní řady mají rovnocenné vlastnosti. Struktura SIW vykazuje proti struktuře s běžným vlnovodem RWG (Rectangular Waveguide) větší šířku pásma v zóně nižších kmitočtů.



Obrázek 30 Srovnání činitelů odrazu anténních řad 3x2 s RWG a SIW

#### 4.4 Přejchod mikropáskového vedení na strukturu SIW

Mikropáskové vedení bývá jednou z nejčastěji používaných možností v buzení vlnovodů či planárních antén. Mikropáskový přechod na strukturu SIW vykazuje lepší výsledky než přechody koplanární či jiné mikropáskové přechody. Lepších výsledků je dosaženo především díky jednoduché struktuře, nízkým ztrátám a v neposlední řadě i nárokům na výrobu. Mikropáskové vedení je nutné v první řadě impedančně přizpůsobit na vstupu k SMA konektoru na hodnotu  $Z_0 = 50 \Omega$ .



Obrázek 31 Mikropáskové vedení [9]44

Obrázek 31 popisuje strukturu mikropáskového vedení integrovaného do textilního substrátu. Kde  $\epsilon_r$  značí relativní permitivitu textilního substrátu,  $h$  značí výšku textilního substrátu,  $t$  je tloušťka pokovení a  $W_{mp}$  je šířka mikropáskového vedení. Šířku mikropáskového vedení  $W_{mp}$  lze určit pomocí poměru  $w_{mp}/h$ . Vzhledem k tomu, že známe požadovanou vstupní impedanci  $Z_0$  budeme v návrhu postupovat podle následujících rovnic a pomocných parametrů:

Nejprve je nutné pomocí rovnic (26) a (27) určit pomocné parametry  $l$  a  $u$ , které jsou nezbytné pro výpočet šířky mikropáskového vedení [9].

$$l = \frac{z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left[ 0,23 + \frac{0,11}{\epsilon_r} \right], \quad (26)$$

$$u = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (27)$$

kde  $z_0$  je požadovaná vstupní impedance (50  $\Omega$ ) a  $\epsilon_r$  je relativní permitivita substrátu.

Šířku mikropáskového vedení nyní lze určit pomocí rovnic (28) a (29):

$$\frac{W_{mp}}{h} = \frac{8 \exp(c)}{\exp(2c) - 2}, \quad l > 1,52, \quad (28)$$

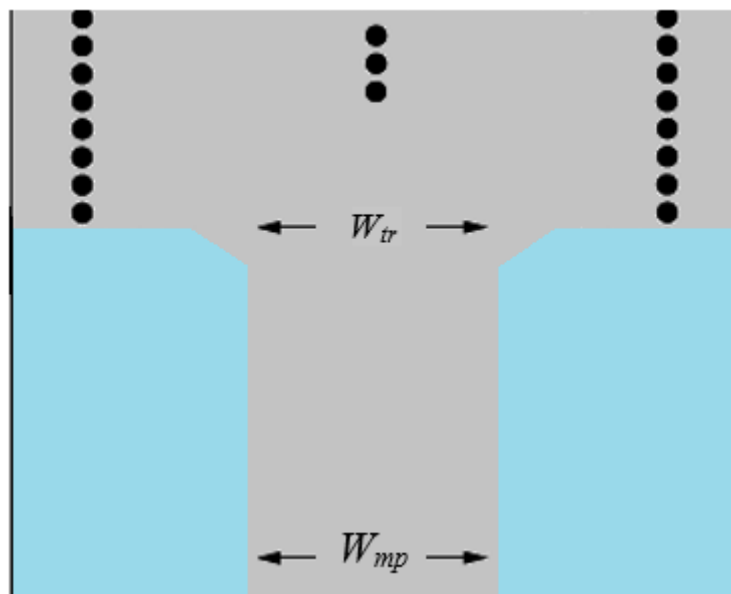
$$\frac{W_{mp}}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ u - 1 - \ln(2u - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln(u - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right] \right\}, \quad l \leq 1,52, \quad (29)$$

kde  $l$  a  $u$  byly vypočtené pomocné parametry,  $z_0$  je požadovaná vstupní impedance (50  $\Omega$ ),  $\epsilon_r$  je relativní permitivita substrátu,  $h$  je tloušťka substrátu a  $W_{mp}$  je šířka mikropáskového vedení.

Impedance vlnovodu se šířkou  $w$  je nižší v porovnání s impedancí mikropáskového vedení s šířkou  $W_{mp}$ , proto je vhodné šířku mikropásku pozvolna rozšířit pomocí transformátoru. Transformátor s šířkou  $W_{tr}$  zajistí efektivnější přenos ve formě postupně buzené elektromagnetické vlny [8]. Šířka transformátoru  $W_{tr}$  byla určena pomocí vztahu (30)

$$W_{tr} = \frac{\eta \cdot h \cdot \left[ \frac{W_{mp}}{h} + 1.393 + 0.667 \cdot \ln\left(\frac{W_{mp}}{h} + 1.444\right) \right]}{120 \cdot \pi}, \quad (30)$$

kde  $\eta$  je charakteristická impedance volného prostoru ( $376,6 \Omega$ ),  $h$  je tloušťka substrátu a  $W_{mp}$  značí šířku mikropáskového vedení.



Obrázek 32 Přechod mikropáskového vedení na vlnovod SIW

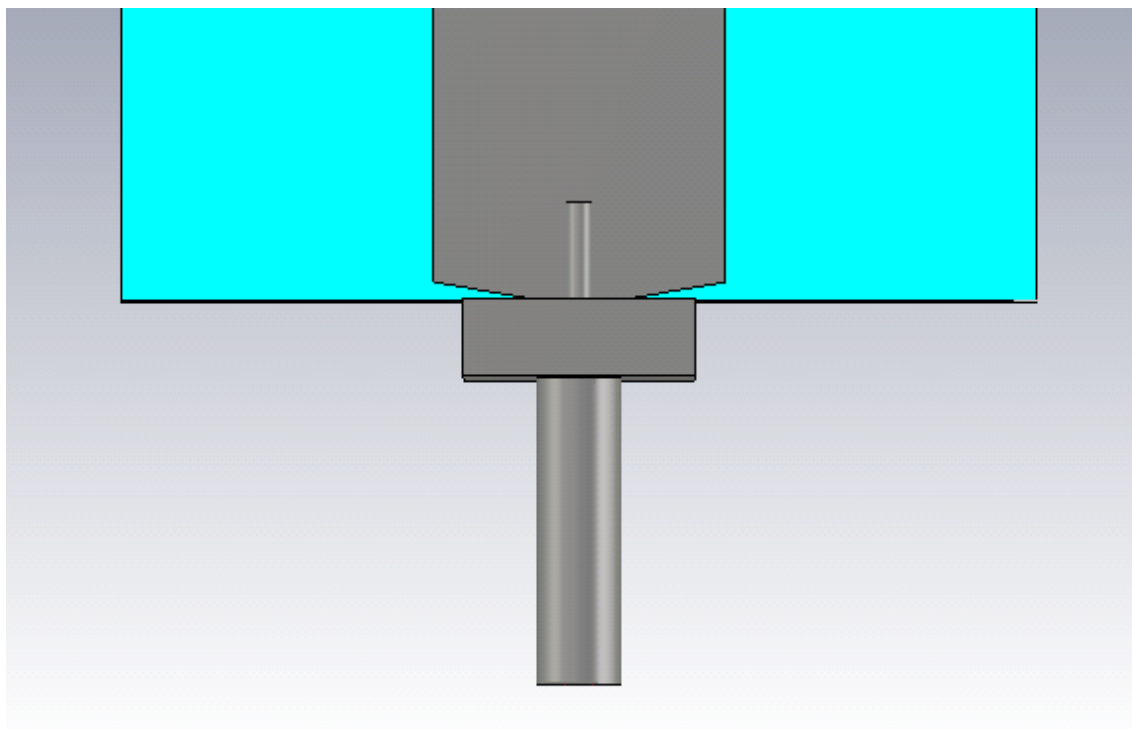
Na Obrázek 32 je znázorněn přechod mikropáskového vedení na vlnovod SIW. Zbylé hodnoty, jako jsou délka mikropáskového vedení  $L_{mp}$  a délka transformátoru  $L_{tr}$ , byly optimalizovány pro co nejvyšší hodnotu činitele přenosu.

Tabulka 6 Parametry přechodu mikropáskového vedení

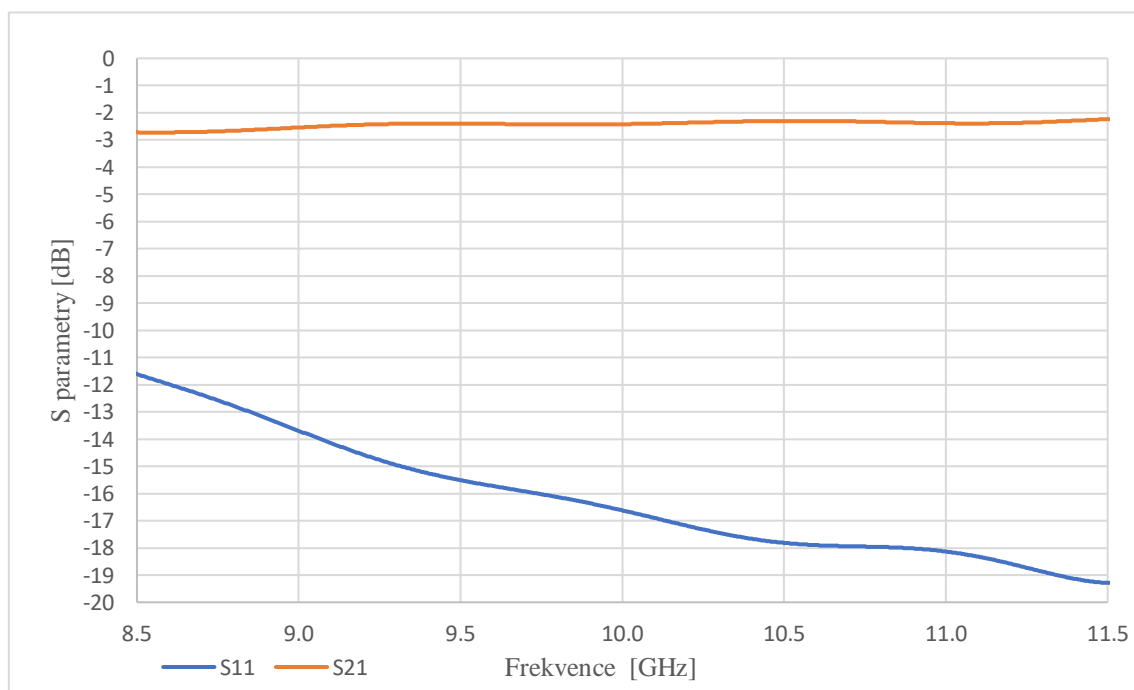
Parametr	Hodnota (mm)
Šířka MP vedení $W_{mp}$	15,115
Délka MP vedení $L_{mp}$	34,68
Šířka transformátoru $W_{tr}$	23,87
Délka transformátoru $L_{tr}$	2,26

V předchozích modelech antén byly antény napájeny vlnovodným portem, nyní je

k mikropáskovému vedení připojen SMA konektor podle Obrázek 33, vstupní struktura mikropásku byla upravena na rozměry SMA konektoru z důvodu následné realizace.



Obrázek 33 Model mikropáskového přechodu s SMA konektorem



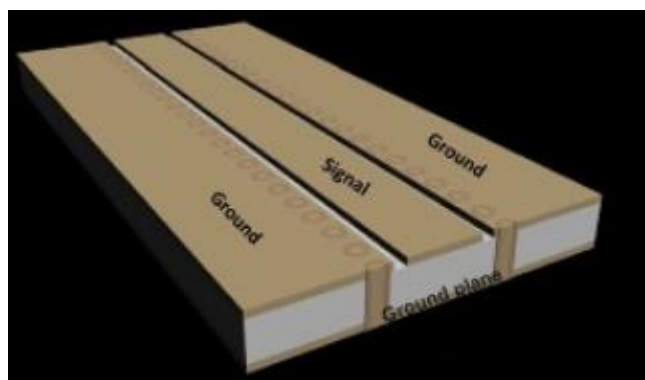
Obrázek 34 S-parametry přechodu mikropáskového vedení na strukturu SIW



Obrázek 34 popisuje závislost S-parametrů na frekvenci po připojení mikropáskového vedení k děliči SIW popsaném v 4.2 SIW dělič-Y. Na pracovním kmitočtu 10,5 GHz byl změřen činitel odrazu  $S_{11} = -17,81$  dB a činitel přenosu  $S_{21} = -2,29$  dB. Hodnota parametru  $S_{21}$  poukazuje na fakt, že by jiné možnosti napájení jako GCPW nebo přechod na koaxiální vedení mohly vykazovat lepší vlastnosti, ovšem hlavní výhodou mikropáskového vedení zůstává nejmenší riziko poškození, či špatné aplikace při lepení vodivého motivu antény na textilní substrát nebo jeho následného prošívání vodivou nití.

## 4.5 Přejchod zemněného koplanárního vlnovodu na strukturu SIW (GCPW)

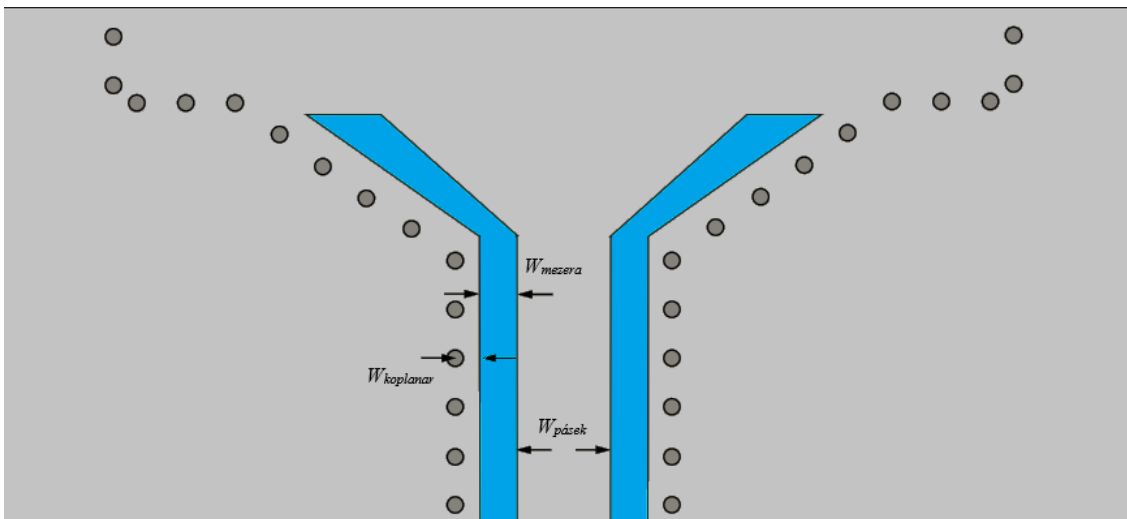
Struktura GCPW oproti obvodům využívající mikropáskovou strukturu, která obsahuje signální vodič umístěný na vrcholu dielektrické vrstvy a vodivou plochou na dně dielektrického materiálu spočívá v rozdílu, že GCPW (Grounded Coplanar Waveguide) dosahuje další úrovně uzemnění a izolace tím, že mezi dva uzemňovací vodiče, umístěné na vrcholu dielektrické vrstvy přidává signální vodič s dostatečnou zemnicí deskou na dně dielektrické vrstvy. Vodivé prokovy spojují uzemňovací vodiče na horní vrstvě dielektrika se zemní deskou na spodní straně dielektrické vrstvy. Struktura GCPW (uzemněného koplanárního vlnovodu) je znázorněna na Obrázek 35 [13].



Obrázek 35 Struktura GCPW [12]

Navázání výše zmíněného vedení na strukturu SIW je možné provést dvěma různými způsoby. První možností je využití vazebního prokovu. Při použití vazebního prokovu je přenos způsoben proudem, který vede skrze prokov a ve vlnovodu SIW vytváří transverzálně elektrickou vlnu  $TE_{10}$ . Podmínkou je prodloužení mikropásku za prokovem pomocí přenosového vedení, aby nedocházelo ke změně reaktance GCPW.

Druhou možností, kterou se zabývá tato bakalářská práce je použití vazební štěrbin. Při použití této varianty se elektromagnetická vlna šíří mikropáskem, na jehož konci se pomocí vazebních štěrbin přenesou do vlnovodu. Kvůli potlačení nežádoucích vidů, díky kterým by mohlo dojít ke ztrátám jsou ke každé straně GCPW přidány řady prokůvů. Umístění prokůvů by se mělo pohybovat velmi blízko GCPW, aby se zabránilo nechtěným rezonancím v pracovním pásmu antény. Struktura GCPW je znázorněna na Obrázek 36 [9].



Obrázek 36 Přechod GCPW na SIW s vazební štěrbínou

Při návrhu přechodu GCPW s použitím vazební štěrbiny je důležité dodržení následující podmínky pro správné impedanční přizpůsobení:

$$\frac{W_{pásek}}{2} + W_{mezera} + W_{koplanar} < \frac{c}{2 \cdot f_{max} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (31)$$

kde  $W_{pásek}$  je šířka pásku  $W_{mezera}$  je šířka štěrbiny,  $W_{koplanar}$  značí vzdálenost od štěrbiny k proklovům a  $f_{max}$  je maximální pracovní frekvence.

V následující tabulce jsou uvedeny rozměry GCPW:

Tabulka 7 Rozměry GCPW

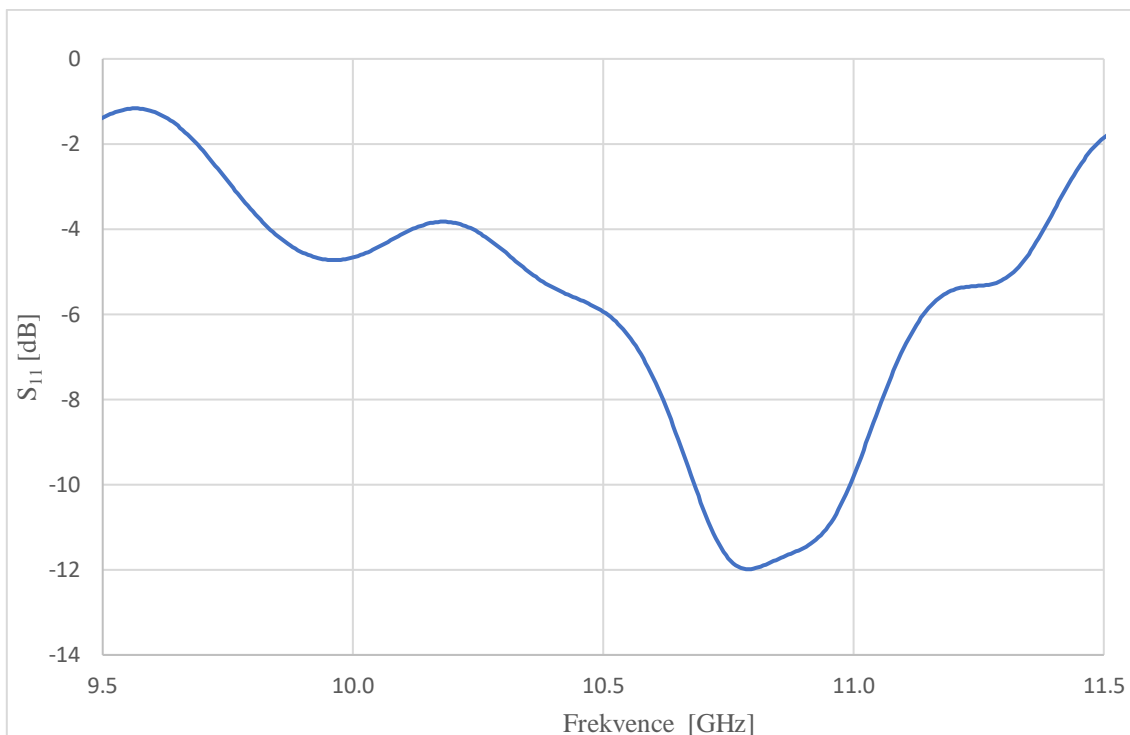
Parametr	Hodnota [mm]
$W_{pásek}$	3,9
$W_{mezera}$	1,5
$W_{koplanar}$	1,22

## 4.6 Optimalizace anténní řady 3x2 s GCPW

Anténní řada byla navržena z důvodů nevyhovujících vlastností štěrbinové vlnovodné antény navržené v kapitole: Návrh štěrbinové antény typu SIW. Tato kapitola se zabývá optimalizací anténní řady za účelem vyššího zisku, potlačení postranních laloků a zvětšení šířky hlavního laloku v rovině H.

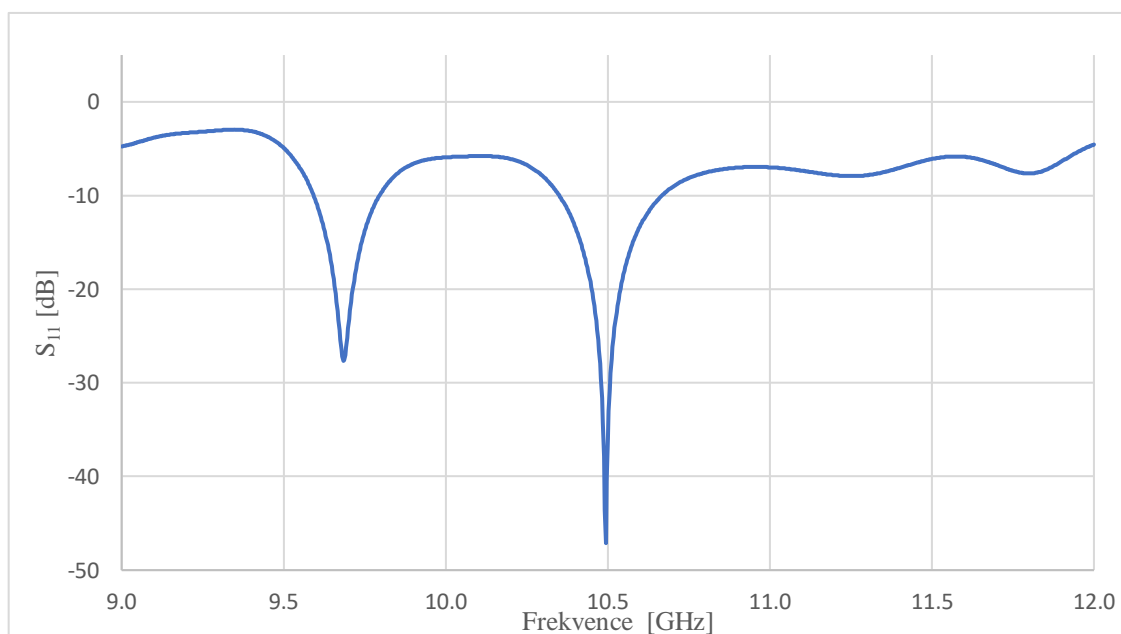
### 4.6.1 Optimalizace činitele odrazu anténní řady 3x2 s GCPW

Na Obrázek 37 je znázorněna závislost činitele odrazu na frekvenci při použití stejných rozměrů jako u štěrbinové antény typu SIW viz Tabulka 2.



Obrázek 37 Činitel odrazu anténní řady 3x2 s parametry optimalizované SIW vlnovodné antény 6x1

Z průběhu činitele odrazu je patrné, že je nutné parametry anténní řady optimalizovat. Větší šířky pásma bude dosaženo optimalizací následujících parametrů: délkou štěrbin  $j$ , šířkou štěrbin  $k$  a odsazení štěrbin od osy vlnovodu  $X_{siw}$ . Průběh činitele odrazu po optimalizaci je znázorněn na Obrázek 38.



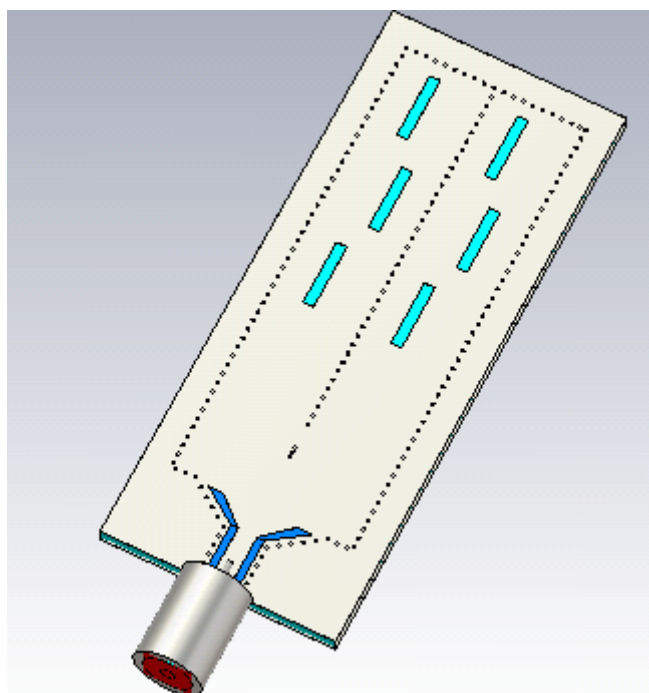
Obrázek 38 Činitel odrazu anténní řady 3x2 s GCPW

Správnost simulací v programu CST Microwave Studio byla ověřena funkcí Adaptive Mesh Refinement. Hodnota činitele odrazu na pracovním kmitočtu  $f_{prac} = 10,5$  GHz činí -31,34 dB, šířka pásma byla vypočtena podle vzorce (14)  $BW = 2,92 \%$  [310 MHz]. Výsledné parametry po provedení optimalizace jsou uvedeny v následující tabulce.

Tabulka 8 Optimalizované parametry anténní řady 3x2 s GCPW

Parametr	Hodnota [mm]
Odsazení štěrbin od osy vlnovodu $X_{siv}$	1,89
Délka štěrbin $j$	13,47
Šířka štěrbin $k$	2,16

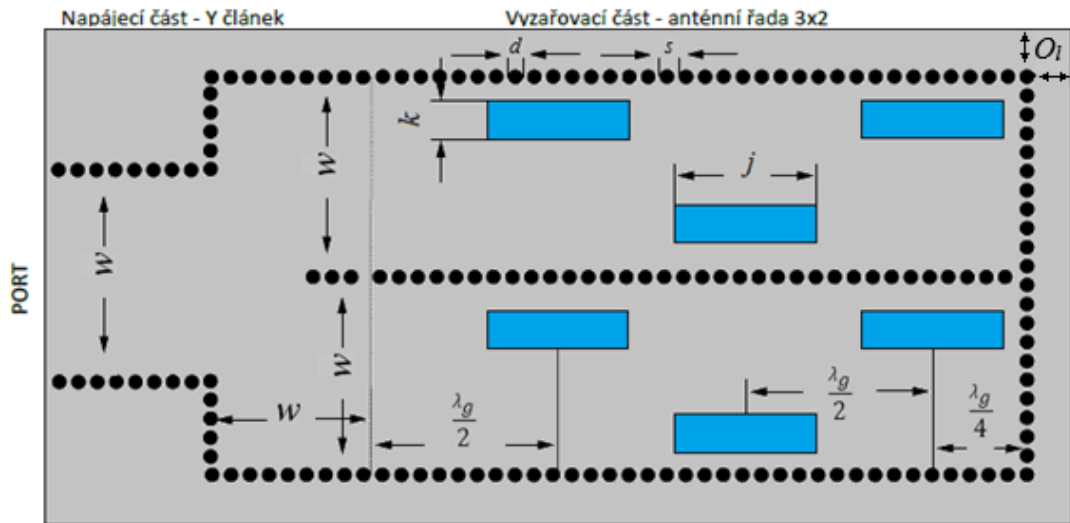
Výsledný model anténní řady 3x2 je uveden na obrázku Obrázek 39. V praxi je napájení realizováno konektorem typu – N PASTERNAK PE 44396.



Obrázek 39 Výsledný model anténní řady 3x2 s GCPW

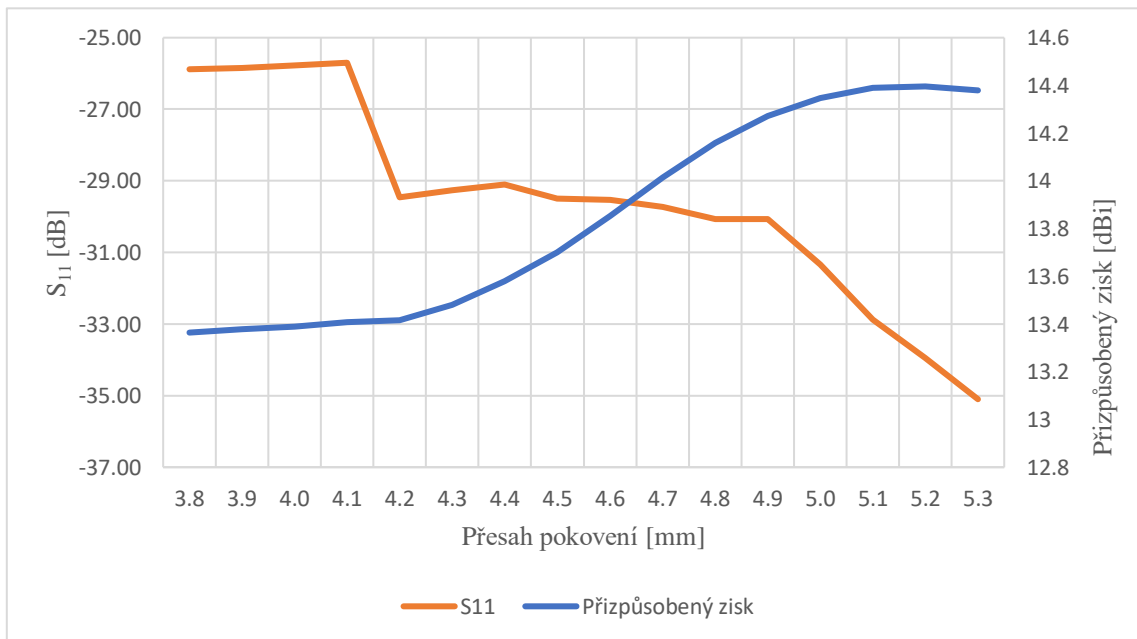
#### 4.6.2 Optimalizace zisku vlivem přesahu pokovení

U předchozích modelů anténní řady 3x2 byl zvolen přesah pokovení 3,77 mm. V této kapitole je provedena optimalizace přesahu pokovení znázorněna na Obrázek 40 parametrem  $O_l$  za účelem maximalizace výsledného zisku.

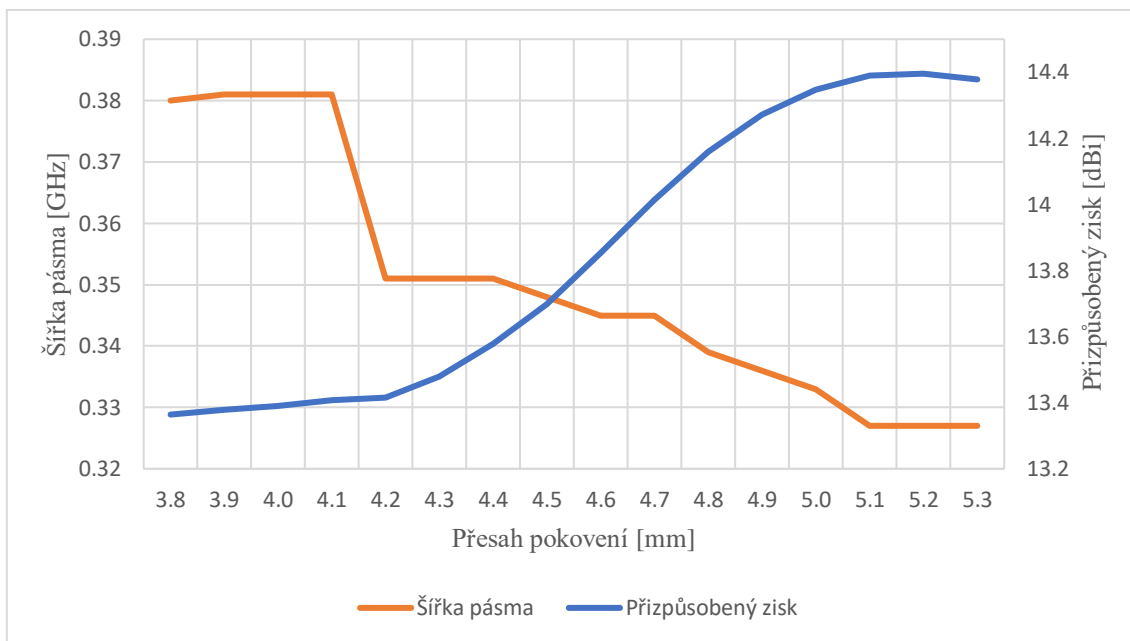


Obrázek 40 Změna velikosti přesahu pokovení anténní řady 3x2 s GCPW

Sledovanými parametry při rozmítání přesahu pokovení jsou činitel odrazu  $S_{11}$ , dosažený zisk a šířka pásma. S ohledem na výsledné rozměry antény byl přesah pokovení rozmítán v rozmezí 3,8 mm až 5,3 mm.

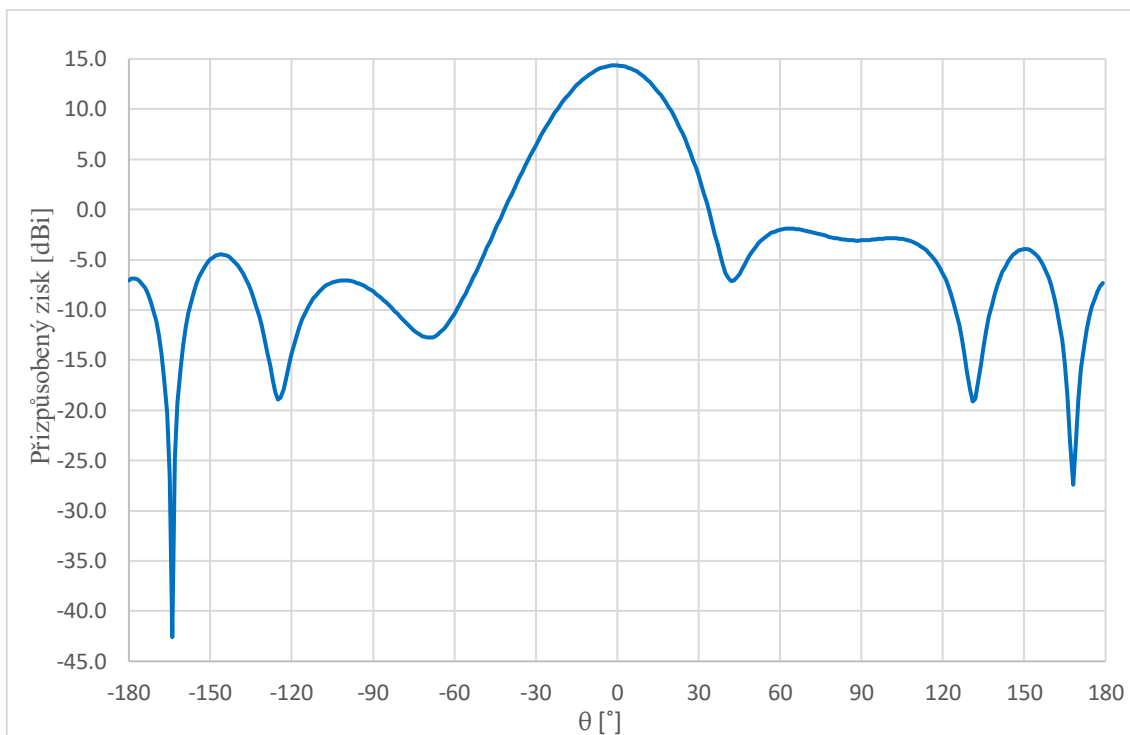


Obrázek 41 Vliv přesahu pokovení na zisk a činitel odrazu

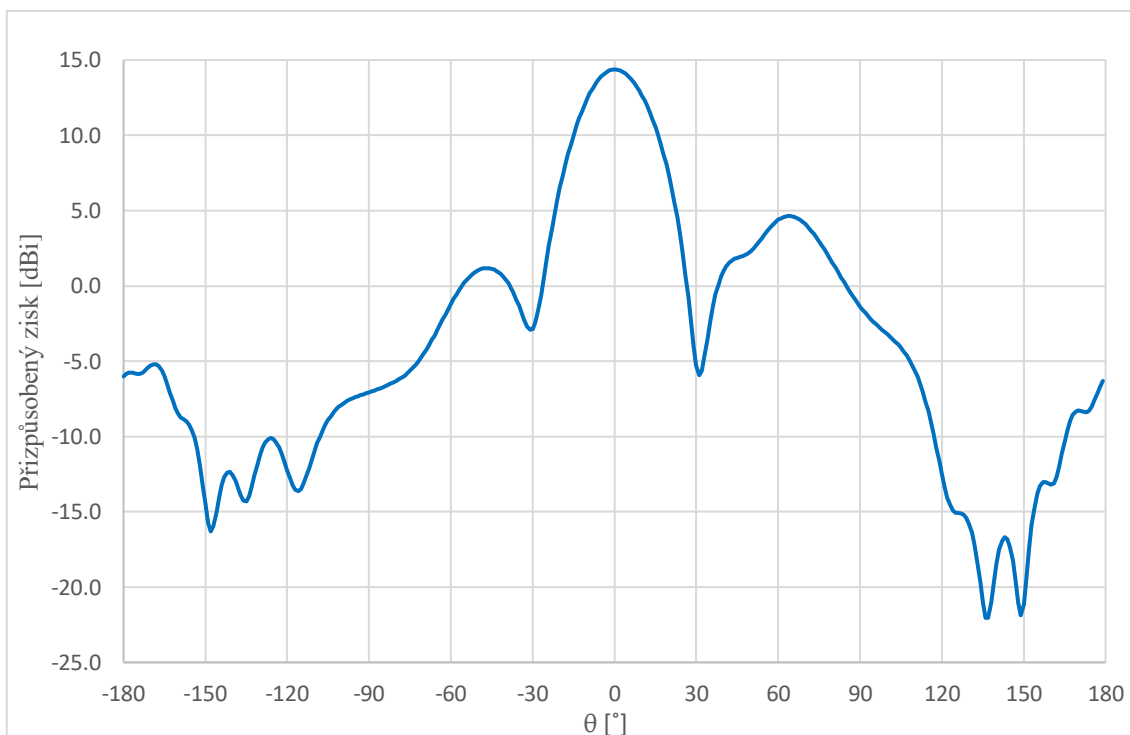


Obrázek 42 Vliv přesahu pokovení na zisk a šířku pásma

Z Obrázek 41 a Obrázek 42 je patrné, že se zvyšujícím se přesahem pokovení se zvětšuje i zisk anténní řady do jeho maximální hodnoty, a poté se jeho hodnota začíná mírně snižovat. Naproti tomu klesá hodnota činitele odrazu i šířka pásma. S ohledem na maximalizaci zisku, byl zvolen přesah pokovení na hodnotu  $O_l = 4,8$  mm, čímž se hodnota zisku zvýšila oproti struktuře s přesahem pokovení  $O_l = 3,8$  mm o 0,98 dBi na celkovou hodnotu 14,35 dBi.



Obrázek 43 Směrová charakteristika 3x2 anténní řady s GCPW v rovině E



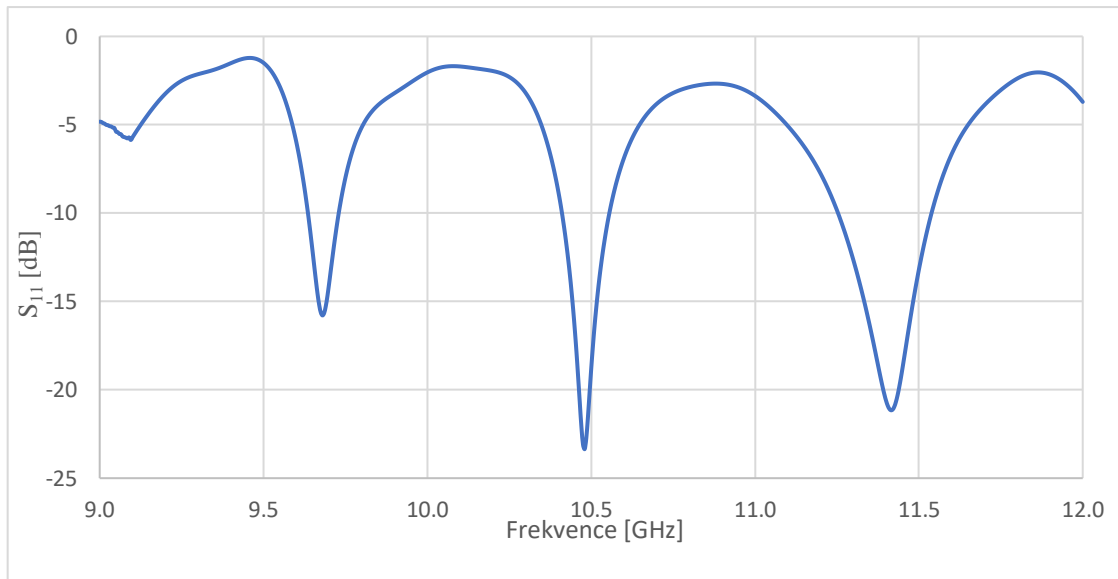
Obrázek 44 Směrová charakteristika anténní řady 3x2 s GCPW v rovině H

Na Obrázek 43 a Obrázek 44 je zobrazena směrová charakteristika anténní řady 3x2 v rovině E i H. V rovině E dosahuje šířka hlavního laloku hodnoty  $34,2^\circ$  a úroveň

postranních laloku byla potlačena na hodnotu -16,0 dB. V rovině H byla šířka hlavního laloku zvětšena na hodnotu  $25,7^\circ$  a úroveň postranních laloků činí -10,1 dB.

### 4.6.3 Optimalizace činitele odrazu anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem

Obdobně jako u anténní řady 3x2 s GCPW bylo nutné optimalizovat jednotlivé parametry pro vyhovující činitel odrazu. Průběh činitele odrazu je znázorněn na Obrázek 45.



Obrázek 45 Činitel odrazu anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem

Hodnota činitele odrazu na pracovním kmitočtu  $f_{prac} = 10,5$  GHz činí -18,81 dB, šířka pásma byla vypočtena podle vzorce (14)  $BW = 1,4$  %. Výsledné parametry po provedení optimalizace jsou uvedeny v následující tabulce:

Tabulka 9 Optimalizované parametry anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem

Parametr	Hodnota [mm]
Odsazení štěrbin od osy vlnovodu $X_{siv}$	1,34
Délka štěrbin $j$	13,88
Šířka štěrbin $k$	2,52

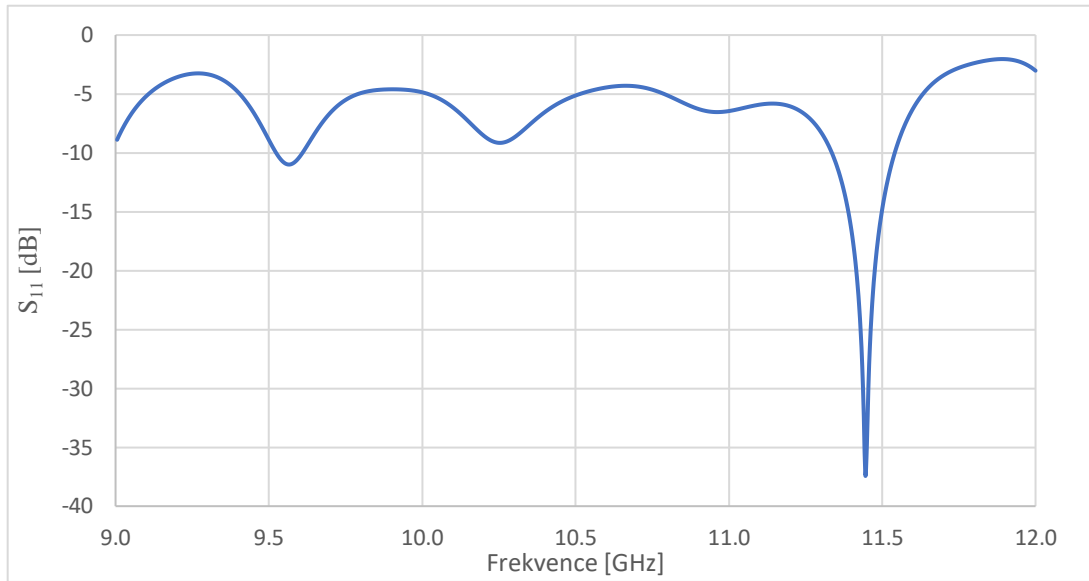
Úroveň postranních laloků takto optimalizované antény činí -11,1 dB v rovině E a -7,1 dB v rovině H.

Z důvodů nevyhovujícího průběhu činitele odrazu i výsledných vyzařovacích vlastností, byla navržena nová verze anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem za účelem zlepšení vyzařovacích částí antény.

Na Obrázek 46 je zobrazen průběh činitele odrazu anténní řady optimalizované za účelem zlepšení vyzařovacích vlastností antény. Je patrné, že na pracovní frekvenci  $f_{prac} = 10,5$  GHz není anténní řada ideálně přizpůsobena, což negativně ovlivní výsledný zisk



anténní řady.

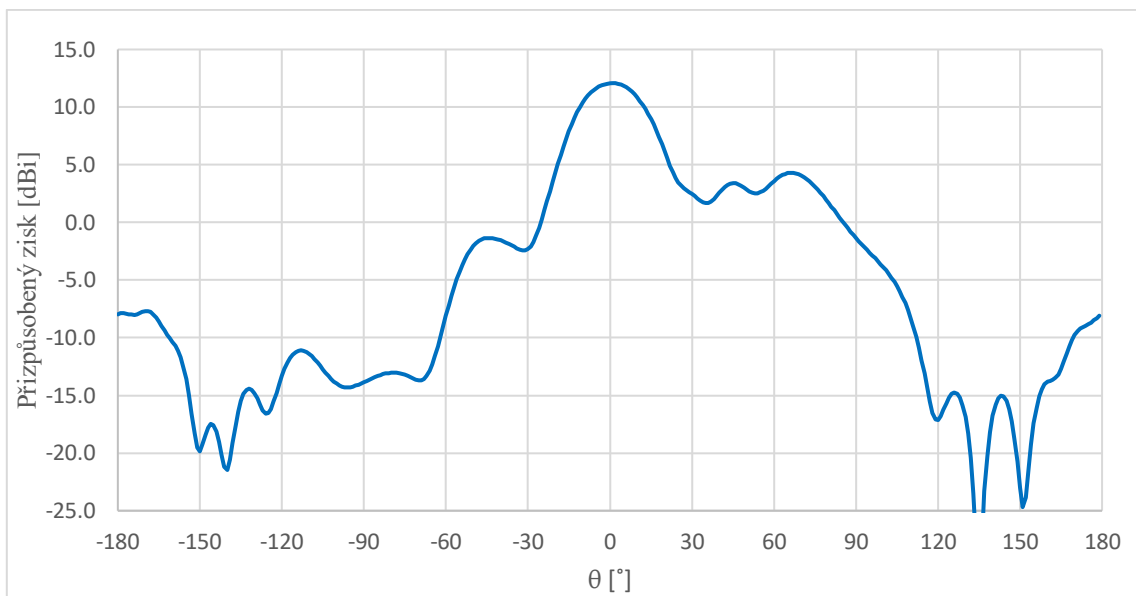


Obrázek 46 Činitel odrazu 3x2 anténní řady s mikropáskovým přechodem optimalizované pro zlepšení vyzařovacích charakteristik

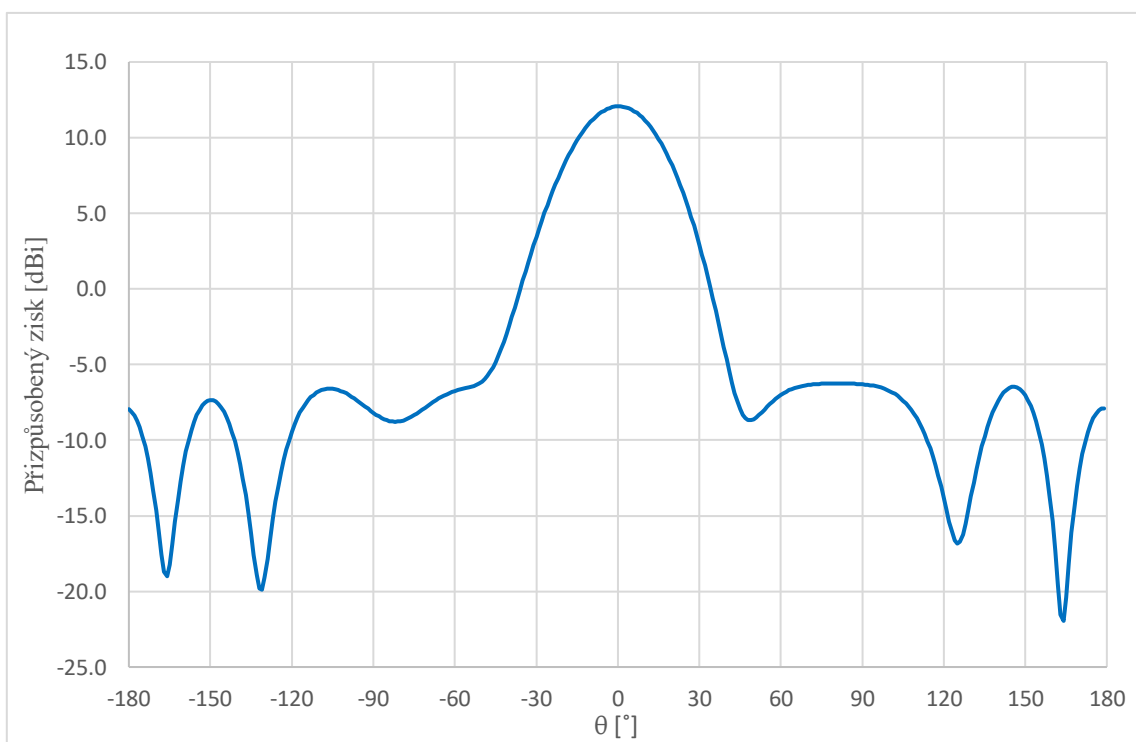
Tabulka 10 Optimalizované parametry anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem pro zlepšení vyzařovacích charakteristik

Parametr	Hodnota [mm]
Odsazení štěrbin od osy vlnovodu $X_{siv}$	1,34
Délka štěrbin $j$	13,88
Šířka štěrbin $k$ (mm)	2,52
Přesah pokovení $O_l$	4,9

Na Obrázek 47 a Obrázek 48 je zobrazena směrová charakteristika anténní řady 3x2 s mikropáskovým přechodem. Hodnota zisku v obou rovinách činí 12,1 dBi. Šířka hlavního laloku v rovině H je  $27,7^\circ$  a v rovině E  $35^\circ$ . Úroveň postranních laloků v rovině E je -18,3 dB a v rovině H -7,8 dB. Horší hodnota postranních laloků v rovině H je způsobena vyzařováním mikropáskového přechodu.



Obrázek 47 Směrová charakteristika 3x2 anténní řady s mikropáskovým přechodem v rovině H

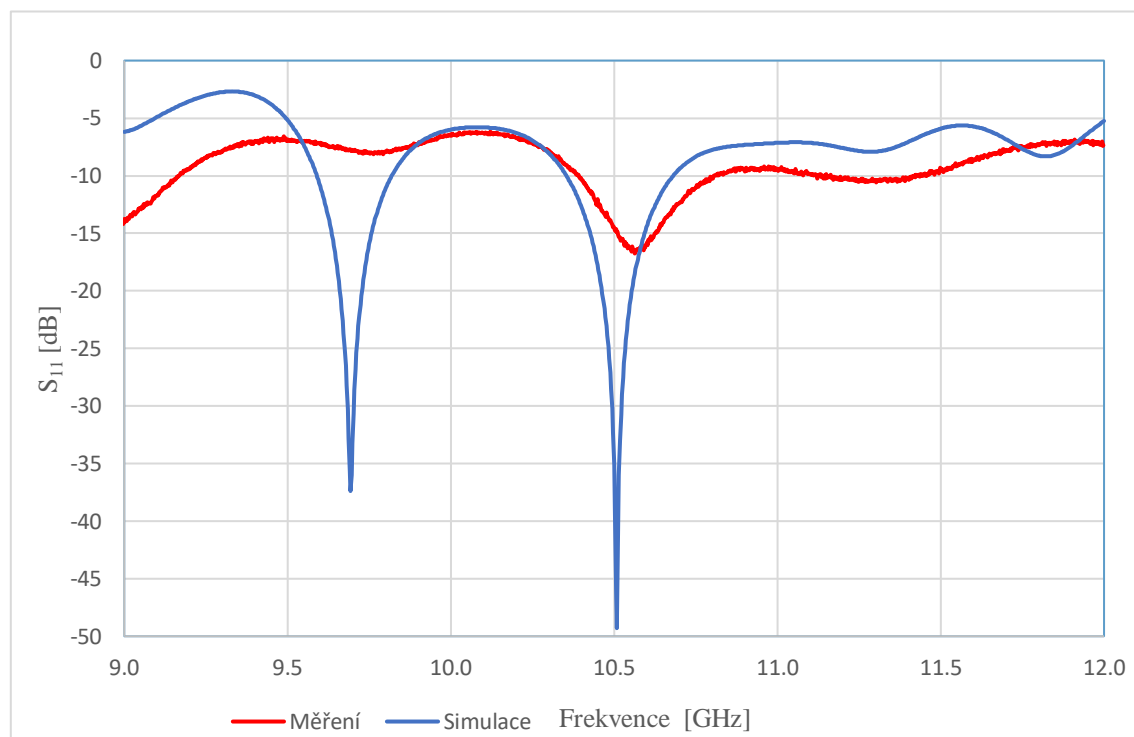


Obrázek 48 Směrová charakteristika 3x2 anténní řady s mikropáskovým přechodem v rovině E

## 4.7 Srovnání simulovaných a změřených výsledků

Z důvodu nezdárného vyrobení prvních anténních řad, které bylo způsobeno nepřesným nalepením motivů antény na textilní substrát a popraskáním struktury při vyšívání bočních stěn vlnovodů, byla z časových důvodů změřena pouze anténní řada s GCPW.

Měření činitele odrazu proběhlo v laboratoři UREL pomocí vektorového analyzátoru. Měření však nebylo zcela přesné z důvodu pracovního rozsahu kalibrační sady ZV-Z121, kterou je nutné přístroj zkalibrovat pro přesné měření činitele odrazu anténní řady s konektorem PASTERNAK PE 44396. Kmitočtový rozsah kalibrační sady udávaný výrobcem je 0–8 GHz.



Obrázek 49 Měřený a simulovaný průběh anténní řady 3x2 s GCPW

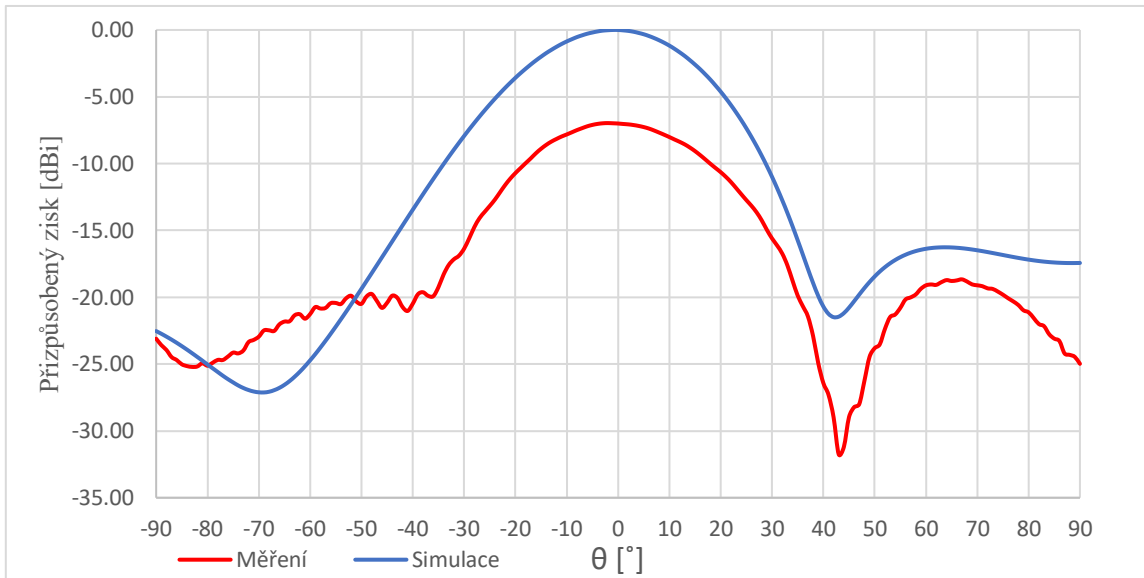
Z charakteristik je patrný rozdíl mezi simulací v programu CST Microwave Studio a měření činitele odrazu vyrobené anténní řady. Na pracovním kmitočtu  $f_{prac} = 10,5$  GHz byla změřena hodnota činitele odrazu  $S_{11} = -15,31$  dB. V tabulce 10 jsou zobrazeny změřené i odsimulované šířky pásma pro oba průběhy činitele odrazu na Obrázek 49.

Tabulka 11 Srovnání simulované a změřené šířky pásma anténní řady s GCPW

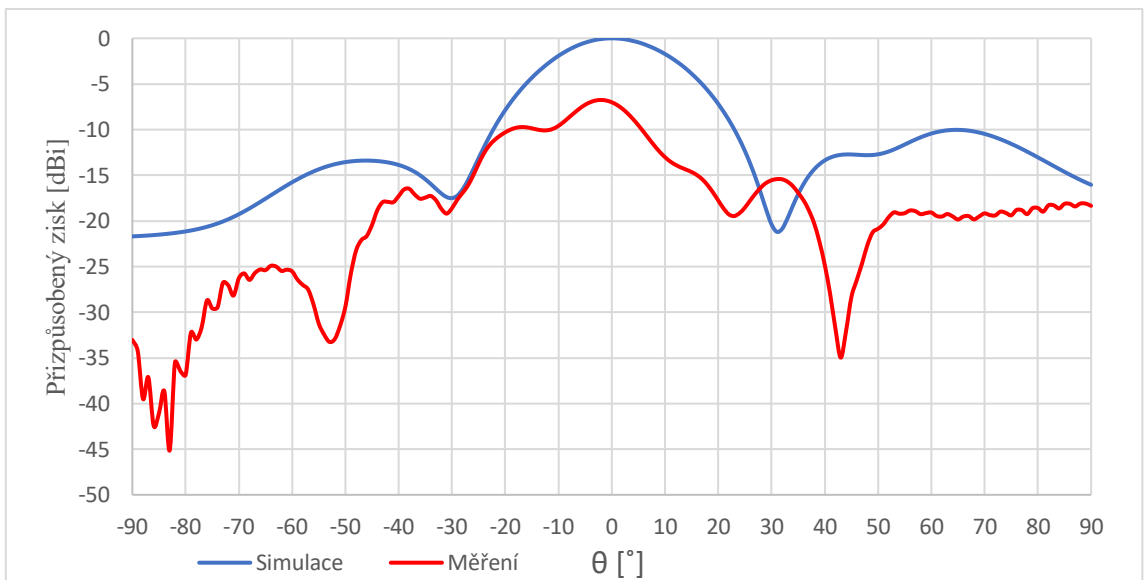
Typ antény	$BW_{S_{11} = -10 \text{ dB}}$ [MHz]
Anténa 3x2 s GCPW CST	310
Reálná anténa 3x2 s GCPW	412

Měření směrových charakteristik navržené anténní řady proběhlo v bezodrazové komoře v laboratoři UREL. Měřená anténní řada byla umístěna na otočný podstavec

s krokovým motorem a připojena ke kanálu vektorového analyzátoru. Krokový motor byl ovládán pomocí PC, kde lze nastavovat velikost azimutu otočení anténní řady. Směrová charakteristika anténní řady byla měřena pomocí všesměrové antény, která je připojena na další kanál vektorového analyzátoru. Anténní řada je měřena na frekvenci 10,5 GHz v rovinách E i H v jedné hemisféře.



Obrázek 50 Změřená a simulovaná směrová charakteristika anténní řady 3x2 v rovině E



Obrázek 51 Změřená a simulovaná směrová charakteristika anténní řady 3x2 v rovině H

Tvary směrových charakteristik odpovídají výsledkům získaných ze simulací, což dokazuje správný postup při návrhu motivu vyrobené antény. Rozdíl měřených oproti simulovaným výsledkům se ovšem projevuje v přizpůsobeném zisku, který je u měřené antény pouhých  $G = 7$  dBi. Rozdíl zisku simulované a změřené anténní řady poukazuje na fakt, že anténní řada vykazuje velké ztráty. Ztráty antény byly způsobeny ruční

výrobou antény, zejména lepením vodivého motivu na textilní substrát (nepřesné umístění motivů nad sebe a pokrčením motivu) a vyšíváním prokovů pomocí elektricky vodivé niti (nerovnoměrné rozestupy mezi prokovy a popraskání motivů anténní řady). Rozdíl lze nalézt i v porovnání potlačení bočních laloků, kde měřená charakteristika vykazuje potlačení postranních laloků zhruba o 5,5 dB nižší než charakteristika simulovaná.

Směrové charakteristiky v rovině H mají ve srovnání s rovinou E změřené a simulované průběhy odlišnější. Odchylna je patrně způsobena uchycením anténní řady do polystyrenového držáku, což mělo negativní účinky na homogenní vlastnosti anténní řady.

Změřené hodnoty šířky hlavního laloku v rovině E dosahují hodnoty  $2\theta_E = 36^\circ$  a šířka hlavního laloku v rovině H byla změřena  $2\theta_H = 39^\circ$

## 5 ZÁVĚR

Cílem práce bylo navrzení a následná realizace vlnovodné antény integrované do substrátu. V první části byla stručně uvedena teorie k problematice základních přenosových vedení.

Druhá část práce popisuje návrh vlnovodné štěrbinové antény. V teoretické části byl nejprve popsán princip vyzařování štěrbinové antény a poté popsán postup návrhu štěrbinové vlnovodné antény. Simulovaná anténa napájená vlnovodným portem dosahovala šířky pásma  $BW = 699$  MHz (6,67 %) a hodnoty zisku  $G = 14,5$  dBi.

Třetí část práce se zabývá návrhem SIW štěrbinové antény, kde je v úvodu popsána teorie vlnovodu SIW navrženého do pleteniny 3D043. Výstupem této části je simulovaná SIW štěrbinová anténa s šířkou pásma  $BW = 335$  MHz (3,19 %) a hodnotou zisku  $G = 13,8$  dBi.

Poslední část práce popisuje návrh SIW anténní řady  $3 \times 2$  za účelem zvětšení šířky hlavního laloku ( $12,8^\circ$ ) v rovině H a navýšení zisku antény. V teoretické části byl popsán postup návrhu děliče Y a pozornost byla věnována taky přechodu GCPW na SIW a mikropáskového přechodu na SIW. Anténní řada s GCPW s šířkou pásma  $BW = 310$  MHz (2,92 %) a šířkou hlavního laloku  $25,7^\circ$ . Vlivem prodloužení přesahu pokovení se podařilo zvýšit zisk anténní řady o 0,98 dBi na hodnotu  $G = 14,35$  dBi. Anténní řada s mikropáskovým přechodem byla navržena ve 2 variantách pro optimalizaci činitele odrazu i směrových charakteristik. Anténní řada, optimalizovaná za účelem lepších vyzařovacích charakteristik, vykazuje podobné vlastnosti jako anténní řada s GCPW kromě úrovně zisku, který dosahuje hodnoty 12,1 dBi.

Obě anténní řady byly realizovány, přičemž změřena byla z časových důvodů pouze anténní řada s GCPW. Šířka pásma anténní řady byla změřena  $BW = 412$  MHz (3,9 %). Tvary změřených charakteristik se s menšími odchylkami podobají výsledkům ze simulací. Největší rozdíl mezi změřenou a simulovanou anténní řadou je v přizpůsobeném zisku, kdy změřená hodnota přizpůsobeného zisku anténní řady činí  $G = 7$  dBi. Hodnota přizpůsobeného zisku značí velké ztráty anténní řady. Zmíněné ztráty jsou přisuzovány nepřesné výrobě, která je z nemalé části dána velkou mírou ruční práce – lepením motivů antény na textilní substrát a prošíváním bočních stěn vlnovodu. Kdyby byly tyto úkony zautomatizovány, dosáhlo by se lepších parametrů anténní řady. Šířky postranních laloku dosahovaly hodnoty  $2\theta_H = 39^\circ$  v rovině H a  $2\theta_E = 36^\circ$  v rovině E.

## 6 LITERATURA

- [1] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: Učební elektronické texty FEKT VUT*. Vyd. 1. Brno: VUT v Brně, 2002. 208 s.
- [2] BOZZI, Maurizio, Luca PERREGRINI a Ke WU. *Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology* 2009, vol. 18, NO. 2, s. 9.
- [3] QINGHUA LAI, C. FUMEAUX, WEI HONG a R. VAHLDIECK. *Characterization of the Propagation Properties of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009, 1967, 57(8), 1996-2004. DOI: 10.1109/TMTT.2009.2025429. ISSN0018-9480. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5166451/>
- [4] VELIM, Jan, Ondrej JAROS a Michal MRNKA. *3D-textile integrated corrugated horn antenna. 2017 Conference on Microwave Techniques (COMITE)*. IEEE, 2017, 2017, , 1-4. DOI: 10.1109/COMITE.2017.7932312. ISBN 978-1-5090-4594-5. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7932312>
- [5] Anil Kumar Pandey. *Slotted Waveguide Antenna Generalized Design from 1-70 GHz*. 1967. Dostupné také z: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.561.96>
- [6] Pozar, David M. c2012. *Microwave engineering. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley*. ISBN0470631554. Section 3.8, pp. 160-163.
- [7] PANDEY S., DESPHANDE R., RADE S., *CORRUGATED SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE HORN ANTENNA IN C BAND*.
- [8] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení: Přednášky. Vyd. 1. Brno: VUT v Brně, 2006. 133 s. ISBN 80-214-3301-9*.
- [9] BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design. 2/E. New York: John Wiley & Sons, 1996. ISBN 0-471-59268-4*
- [10] NADEEM A Ashraf, VK Hamza, Majeed Alkanhal A DR *Loaded Substrate integrated Waveguide Antenna for 60-GHz High Speed Wireless Communication Systems*.
- [11] LI, Yujilan a Kwai-man LUK. *A Broadband V-Band Rectangular Waveguide to Substrate Integrated Waveguide Transition*
- [12] MICROWAVE JOURNAL *Comparing Microstrip and Grounded Coplanar Waveguide*
- [13] DESLANDES, D.; WU, K. *Analysis and Design of Current Probe transition from gounded coplanar to substrate integrated rectangular waveguides. In Microwave Theory and Techniques, IEEE Transaction on [online]. 8. 53. [s.l.] : [s.n.], 2005 [cit. 2011-04-13]. s. 2487-2494. Dostupné z WWW: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1492646> >. ISSN 0018-9480 , doi: 10.1109/TMTT.2005.852778. .*

## 7 SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

$SIW$	Substrate Integrated Waveguide
$HMSIW$	Half-Mode Substrate Integrated Waveguide
$CSIW$	Corrugated Substrate Integrated Waveguide
$c$	Rychlost šíření elektromagnetického světla ve vakuu
$tg \delta$	Ztrátový činitel
$\lambda_{krit}$	Kritická vlnová délka
$f_{krit}$	Kritická frekvence
$f_{prac}$	Pracovní frekvence
$f_{max}$	Maximální pracovní frekvence
$f_0$	Střední frekvence
$\lambda_g$	Délka vlny ve vlnovodu
$\lambda_{prac}$	Pracovní délka vlny
$g_1$	Vodivost jednotlivých štěrbin
$g_2$	Celková vodivost štěrbin
$S_D$	Rozstup mezi štěrbinami vlnovodné štěrbinové antény
$S_L$	Délka štěrbin vlnovodné štěrbinové antény
$S_W$	Šířka štěrbin vlnovodné štěrbinové antény
$arg$	Argument
$x$	Odsazení štěrbin od osy vlnovodné štěrbinové antény
$h$	Výška substrátu
$a, b$	Příčné rozměry vlnovodu
$m, n$	Vidová čísla
$\epsilon_r$	Relativní permitivita substrátu
$w$	Šířka vlnovodu SIW
$w_{eff}$	Ekvivalentní šířka vlnovodu
$RWG$	Rectangular Waveguide
$l_A$	délka vlnovodné štěrbinové antény
$BW$	Bandwidth

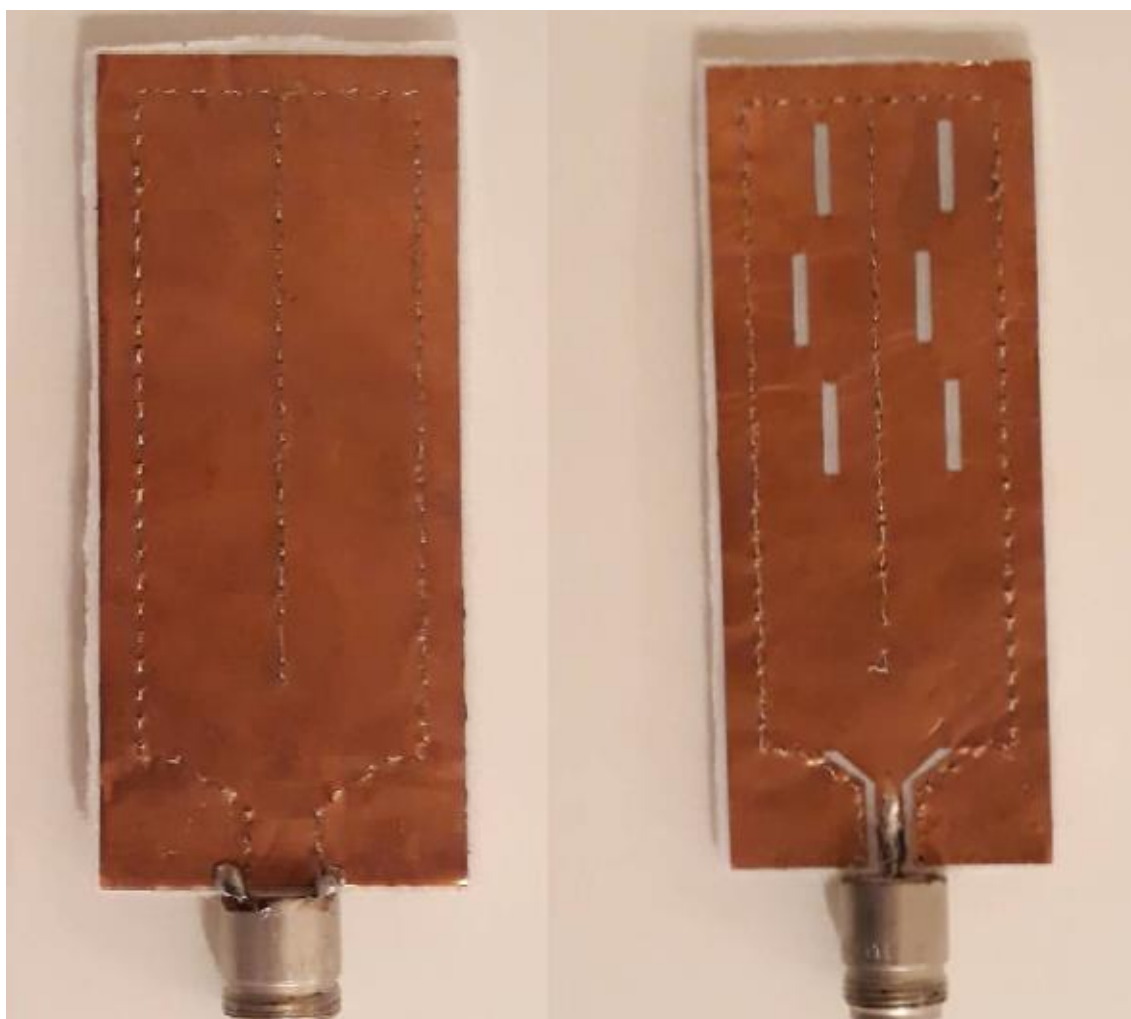


$S_{11}$	Činitel odrazu
$S_{21}$	Činitel přenosu
$s$	Rozestup mezi prokovy
$d$	Průměr prokovů
$\lambda_{gsiw}$	Délka vlny šířící se vlnovodem SIW
$x_{siw}$	Odsazení štěrbin od osy SIW vlnovodné štěrbinové antény
$S_{DSIW}$	Rozestup mezi štěrbinami SIW vlnovodné štěrbinové antény
$S_{LSIW}$	Délka štěrbin SIW vlnovodné štěrbinové antény
$S_{WSIW}$	Šířka štěrbin SIW vlnovodné štěrbinové antény
$k$	Délka štěrbin anténní řady 3x2
$j$	Šířka štěrbin anténní řady 3x2
$I$	Optimalizovaná vzdálenost děliče od konce vlnovodu
$Z_0$	Vstupní impedance
$W_{mp}$	Šířka mikropáskového vedení
$t$	Tloušťka pokovení
$l, u$	Pomocné parametry pro výpočet mikropáskového vedení
$\eta$	Charakteristická impedance volného prostoru
$L_{mp}$	Délka mikropáskového vedení
$W_{tr}$	Šířka transformátoru mikropáskového vedení
$L_{tr}$	Délka transformátoru mikropáskového vedení
$GCPW$	Grounded Coplanar Waveguide
$W_{pásek}$	Šířka pásku GCPW
$W_{mezera}$	Šířka mezery GCPW
$W_{koplanar}$	Vzdálenost od štěrbin k prokovům u přechodu GCPW
$O_t$	Přesah pokovení

## **8 SEZNAM PŘÍLOH**

- 1 Fotografie vyrobené antény s GCPW**
- 2 Fotografie vyrobené antény s mikropáskovým přechodem**

## 8.1 Fotografie vyrobené antény s GCPW



## 8.2 Fotografie vyrobené antény s mikropáskovým přechodem

