

### VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

### SIW ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNA

SIW SLOT ANTENNA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE AUTHOR MATĚJ MARTINEC

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR Ing. KAMIL PÍTRA

BRNO,2013



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

### Bakalářská práce

bakalářský studijní obor Elektronika a sdělovací technika

Student:Matěj MartinecRočník:3

*ID:* 134552 *Akademický rok:* 2012/2013

#### NÁZEV TÉMATU:

### SIW štěrbinová anténa

#### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem přenosového vedení SIW. Ve vhodně zvoleném programu namodelujte vedení SIW a vlnovod. Navrhněte způsob buzení SIW vedení. Diskutujte rozdíl mezi SIW přenosovým vedením a vlnovodem.

Proveďte návrh štěrbinové antény (SIW). Optimalizovanou anténu vyrobte a experimentálně ověřte její vlastnosti.

#### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design, 3rd Edition. New York: J. Wiley and Sons, 2005.

[2] MIN, CH., WANQUAN CH. Bandwidth enhancement of substrate integrated waveguide (SIW) slot antenna with center-fed techniques. Antenna Technology (iWAT), 2011 International Workshop on, 2011, p. 348-351.

*Termín zadání:* 11.2.2013

Termín odevzdání: 31.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Kamil Pítra

Konzultanti semestrální práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida předseda oborové rady

#### UPOZORNĚNÍ:

Autor semestrální práce nesmí při vytváření semestrální 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 práce se zabývá návrhem vlnovodné štěrbinové antény a SIW štěrbinové antény s koaxiálním a mikropáskovým přechodem pracujících na kmitočtu 5,6 GHz v kmitočtovém pásmu Wi-Fi standardu IEEE 802.11ac. K vytvoření těchto antén byly použity klasické metody návrhu vlnovodu, jeho napájení a štěrbin, přičemž každá tato část byla simulována v programu CST Microwave Studio. V tomto programu byly optimalizovány parametry všech jednotlivých částí k zabrání co největší šířky pásma antény, což bylo v rozporu s návrhem správné funkčnosti antény. Jednotlivé antény byly porovnány mezi sebou a byla vybrána nejvhodnější anténa z hlediska vybraných parametrů.

### KLÍČOVÁ SLOVA

SIW, Wi-Fi, proudová sonda, mikropásek, vlnovod, štěrbinová anténa, CST Microwave Studio

### ABSTRACT

This work is dealing with the design of waveguide slot array antenna and SIW slot antenna with coaxial and microstrip feed operating in 5,6 GHz frequency in Wi-Fi frequency band of IEEE 802.11ac standard. For design of these antennas were used calsic methods and each of this parts were optimised in CST Microwave Studio. In this programme were optimised parameters of each part to occupy widest bandwidth of antenna, which was in conflict with the proper function of antenna. All antennas were compare between each other in light of selected parameters and suitable antenna has been chosen.

### **KEYWORDS**

SIW, Wi-Fi, current probe, microstrip, waveguide, slot antenna, CST Microwave Studio

MARTINEC, M. SIW štěrbinová anténa. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 48 s., 3 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Kamil Pítra.

### PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma SIW štěrbinová anténa jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 31.5.2013

.....

(podpis autora)

### PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Kamilu Pítrovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 31.5.2013

.....

(podpis autora)

## OBSAH

S	eznam obi	rázků	vii
S	eznam tab	oulek	X
Ú	vod		1
1	Srovná	ní klasického vlnovodu a vlnovodu SIW	2
2	Návrh v	vlnovodné štěrbinové antény	3
	2.1	Návrh obdélníkového vlnovodu	3
	2.2	Návrh přechodu na obdélníkový vlnovod	4
	2.3	Návrh štěrbinové antény	4
	2.4	Výsledky modelování vlnovodné štěrbinové antény	7
	2.4.1	Výsledky modelování vlnovodné antény	7
	2.4.2	Výsledky modelování buzení štěrbinové antény	9
	2.4.3	Výsledky simulace štěrbinové antény	11
3	Vlnovo	d integrovaný do substrátu	14
	3.1	Struktura vlnovodu SIW	14
	3.2	Šíření vln vlnovodem SIW	15
	3.3	Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu	16
	3.4	Přechody mezi SIW a standartními typy vedení	
	3.4.1	Přechod koaxiálního vedení na SIW	18
	3.4.2	Přechod mikropáskového vedení na SIW	18
	3.5	Princip vyzařování štěrbinové antény	
4	Návrh v	vlnovodu integrovaného do substrátu	23
	4.1	Návrh štěrbinové antény	
	4.2	Vliv přesahu pokovení	
	4.3	Vliv přesahu pokovení ze strany ideálního portu	
	4.4	Vliv změny šířky štěrbiny	
	4.5	Vliv změny délky štěrbiny	
	4.6	Vliv změny odsazení štěrbiny od osy vlnovodu	
	4.7	Přechod koaxiálního vedení na vlnovod	
	4.7.1	Návrh přechodu koaxiálního vedení na vlnovod	
	4.7.2	Připojení koaxiálního přechodu ke štěrbinové anténě	

	4.8	Přechod mikropáskového vedení na vlnovodu	. 32
	4.8.1	Návrh přechodu mikropáskového vedení na vlnovod	. 32
	4.8.2	Připojení mikropáskového přechodu ke štěrbinové anténě	. 34
	4.9	Konverze štěrbinové antény na SIW	. 35
5	Srovnání	í simulovaných a změřených výsledků	38
	5.1	Srovnání výsledků modelování a měření SIW štěrbinové antény s koaxiálním přechodem	/ . 39
	5.2	Výsledky modelování a měření SIW štěrbinové antény s mikropáskovým přechodem	/ . 43
	5.3	Srovnání výsledků všech simulovaných antén	. 47
6	Závěr		49
L	iteratura		50
Se	eznam syml	bolů, veličin a zkratek	52
Se	eznam přílo	h	54

# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 2.1: Umístění proudové sondy pro buzení klasického vlnovodu v příčném a v podélném řezu
Obrázek 2.2: Půdorys vlnovodné antény [9]5
Obrázek 2.3: Model vlnovodu se štěrbinami7
Obrázek 2.4: Výsledek modelování vlnovodu7
Obrázek 2.5: Změna parametru x
Obrázek 2.6: Změna parametru <i>L</i> <sub>S</sub>
Obrázek 2.7: Měření minimálního činitele odrazu vlnovodu9
Obrázek 2.8: Model buzení štěrbinové antény
Obrázek 2.9: Výsledky modelování buzení štěrbinové antény na 5,6 GHz 10
Obrázek 2.10: Měření výsledku modelování buzení štěrbinové antény10
Obrázek 2.11: Struktura štěrbinové antény11
Obrázek 2.12: Výsledek analýzy štěrbinové antény11
Obrázek 2.13: Výsledek analýzy štěrbinové antény s použitím funkce AR filter12
Obrázek 2.14: Směrová charakteristika vlnovodné štěrbinové antény v rovině E na $f = 5,6$ GHz12
Obrázek 2.15: Směrová charakteristika vlnovodné štěrbinové antény v rovině H na $f = 5,6$ GHz13
Obrázek 2.16: 3D směrová charakteristika vlnovodné štěrbinové antény
Obrázek 3.1: Struktura vlnovodu integrovaného do substrátu
Obrázek 3.2: Šíření vlny $TE_{10}$ ve vlnovodu s různými vzdálenostmi prokovů [15] 15
Obrázek 3.3: Přechod z klasického obdélníkového vlnovodu na SIW16
Obrázek 3.4: Vhodná doporučení pro volbu parametrů <i>p</i> a <i>d</i> [16]17
Obrázek 3.5: Přechod koaxiálního vedení na SIW [18]
Obrázek 3.6: Ekvivalentní struktury pro návrh mikropáskového přechodu na strukturu SIW: a) Mikropáskové vedení, b) Model vlnovodného mikropáskového vedení, c) Půdorys mikropáskového přechodu, d) Přechod z mikropáskového vedení na strukturu SIW [19]
Obrázek 3.7: Závislost činitele odrazu mikropáskového přechodu na normalizované frekvenci pro různé poměry $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ [19]20
Obrázek 3.8: Graf optimálních rozměrů přechodu na poměru hodnot permitivity [19]. 20
Obrázek 3.9: a) Štěrbinová anténa, b) Soustava štěrbin ve vlnovodu, c) Mikropásková anténa [20]
Obrázek 3.10: Půlvlnný dipól a jeho komplement štěrbinová anténa

Obrázek 4.1: Vliv přesahu pokovení na zisk a šířku pásma	. 25
Obrázek 4.2: Vliv přesahu pokovení na zisk a činitel odrazu S <sub>11</sub>	. 26
Obrázek 4.3: Vliv přesahu pokovení ze strany ideálního portu na zisk	. 26
Obrázek 4.4: Závislost činitele odrazu S11 na frekvenci při změně šířky štěrbiny Ws.	27
Obrázek 4.5: Vliv změny délky štěrbiny na průběh činitele odrazu S <sub>11</sub>	. 28
Obrázek 4.6: Závislost činitele odrazu S11 na frekvenci při změně odsazení štěrbiny	y x. . 29
Obrázek 4.7: Struktura přechodu koaxiálního vedení na SIW	. 30
Obrázek 4.8: S-parametry přechodu koaxiálního vedení na SIW	. 31
Obrázek 4.9: Připojení koaxiálního přechodu ke štěrbinové anténě	. 31
Obrázek 4.10: Průběh činitele odrazu S11 při připojení koaxiálního přechodu	. 32
Obrázek 4.11: Struktura přechodu mikropáskového vedení na SIW	. 32
Obrázek 4.12: S-parametry přechodu mikropáskového vedení na SIW	. 34
Obrázek 4.13: Připojení mikropáskového přechodu ke štěrbinové anténě	. 34
Obrázek 4.14: Průběh činitele odrazu S11 při připojení mikropáskového přechodu	odu . 35
Obrázek 4.15: Rozměry struktury SIW [16]	. 36
Obrázek 4.16: SIW štěrbinová anténa s koaxiálním přechodem	. 37
Obrázek 4.17: SIW štěrbinová anténa s mikropáskovým přechodem	. 37
Obrázek 5.1: Zapojení pracoviště pro měření směrových charakteristik	. 38
Obrázek 5.2: Simulovaný a změřený průběh činitele odrazu S <sub>11</sub>	. 39
Obrázek 5.3: Simulovaná a změřená charakteristika na $f = 5,5$ GHz v rovině E	. 40
Obrázek 5.4: Simulovaná a změřená charakteristika na $f = 5,8$ GHz v rovině E	. 40
Obrázek 5.5: Změřené směrové charakteristiky s cross-polarizací v rovině E	.41
Obrázek 5.6: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na $f = 5,5$ GHz v rovině	: Н. . 41
Obrázek 5.7: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na $f = 5,8$ GHz v rovině	ен. . 42
Obrázek 5.8: Cross-polarizace, rovina H	. 42
Obrázek 5.9: 3D směrová charakteristika SIW štěrbinové antény s koaxiálr přechodem.	ním . 43
Obrázek 5.10: Simulovaný a změřený průběh činitele odrazu S <sub>11</sub>	. 43
Obrázek 5.11: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na $f = 5,5$ GHz v rov E.	vině . 44
Obrázek 5.12: Simulovaná a změřená charakteristika na $f = 5,8$ GHz v rovině E	. 44
Obrázek 5.13: Změřené směrové charakteristiky s cross-polarizací v rovině E	. 45

Obrázek 5.14: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na $f = 5,5$ GHz v rovině H45
Obrázek 5.15: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na $f = 5,8$ GHz v rovině H46
Obrázek 5.16: Změřené směrové charakteristiky s cross-polarizací v rovině H
Obrázek 5.17: 3D směrová charakteristika SIW štěrbinové antény s mikropáskovým přechodem
Obrázek 5.18: Srovnání simulovaných průběhů činitelů odrazů všech navržených antén

## **SEZNAM TABULEK**

Tabulka 1: Sledované parametry při změně šířky štěrbiny	. 27
Tabulka 2: Sledované parametry při změně délky štěrbiny	. 28
Tabulka 3: Sledované parametry při změně odsazení štěrbin od osy vlnovodu	. 29
Tabulka 4: Srovnání jednotlivých parametrů navržených antén	. 48

# ÚVOD

V posledních letech stále více vzrůstají požadavky na komunikační systémy pro milimetrová pásma, jako jsou například rádiové systémy využívající moderní metody ke zvětšení šířky pásma pro bezdrátové aplikace [1]. Většina těchto systémů však závisí na efektivní a cenově dostupné technologii vhodné pro hromadnou výrobu. Komponenty těchto systémů jsou v dnešní době integrovány v čipové sadě za poměrně nízkou cenu, existují však i komponenty, které být integrovány nemohou, z důvodu jejich velikosti či požadovaného výkonu. Jedná se například o antény, selektivní filtry a výkonové zesilovače.

Technologie SIW (anglicky Substrate Integrated Waveguide – vlnovod integrovaný do substrátu), se jeví jako nejslibnější technologie pro implementaci mikrovlnných integrovaných obvodů a systémů pro toto desetiletí [2] a nachází řadu uplatnění v široké škále aplikací v pásmu milimetrových vln, jako jsou například bezdrátové sítě, automobilové radary, zobrazovací senzory či biomedicínské přístroje. Struktura SIW je složena z dielektrického substrátu, v němž jsou vytvořeny dvě řady vodivých válců (prokovů), které spojují oboustranné pokovení substrátu. Toto oboustranné pokovení substrátu tvoří obdélníkový vlnovod RWG (z angl. Rectangular Waveguide – obdélníkový vlnovod) v planární formě. Transformací parametrů vlnovodu RWG se získá struktura SIW.

Tato práce se zaobírá teorií a návrhem klasické vlnovodné antény a antény SIW pro aplikaci Wi-Fi připravovaného standardu IEEE 802.11ac v pásmu kmitočtů centimetrových vln C, konkrétně na pracovním kmitočtu 5,6 GHz. První část této práce je věnována srovnání vlastností klasického vlnovodu a vlnovodu SIW. V dalších částech je proveden návrh a simulace vlnovodné antény napájené proudovou sondou a vlnovodu SIW, který je napájen mikropáskovým vedením a proudovou sondou.

## 1 SROVNÁNÍ KLASICKÉHO VLNOVODU A VLNOVODU SIW

Struktura SIW vykazuje podobné vlastnosti jako klasické obdélníkové vlnovody, včetně rozložení elektromagnetického pole a rozptylových parametrů a 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 z pohledu jeho útlumových charakteristik. Výhodou je, že ve srovnání s mikropáskovým vedením dosahují menších vodivostních ztrát díky většímu objemu vodivých ploch přenášejících signál. Nevýhodou jsou vyšší ztráty únikem, které lze ovšem regulovat vzdáleností mezi prokovy a ztráty vznikající v dielektriku, které vznikají díky nedokonalé vodivosti dielektrika a díky ztrátovému úhlu *tan*  $\delta$ , který je závislý na frekvenci [3].

Největší předností této technologie je však možnost realizace kompletního obvodu (aktivních i pasivních prvků) v planární formě, což umožňuje podstatné snížení velikosti a hmotnosti jejich součástí ve srovnání s klasickým obdélníkovým vlnovodem. Díky tomu se také v obvodu nenacházejí žádné přechody mezi prvky vyrobenými odlišnou technologií, což vede k redukci ztrát a parazitních jevů. Využitím těchto vlastností lze koncept zvaný *Systemin-package* (SiP) rozšířit na koncept *System-on-Substrate* (SoS), který reprezentuje ideální platformu pro vývoj cenově dostupných, jednoduše realizovatelných a vysoce výkonných mikrovlnných systémů v planární formě [2].

Tyto komponenty mohou být realizovány standartní technikou výroby plošných spojů a dalšími technikami, jako je například technika LTCC (anglicky Low Temperature Co-fired Ceramic), která je ve srovnání s technikou PCB (anglicky Printed Circuit Board) a technologií tenkých vrstev výhodnější díky lepší tepelné vodivosti [4] a dále je výhodná díky jednoduché, přesné, spolehlivé a cenově dostupné technologii, vysoké odolnosti proti vysokým teplotám a je vhodná pro komponenty pracující na vysokých frekvencích [5]. Použitím této technologie lze také snížit dielektrické ztráty a umožňuje přesně definovat relativní permitivitu, která bude neměnná v závislosti na frekvenci [6].

Nevýhodou klasických vlnovodů je složitost výrobního procesu. S požadavkem výroby mikrovlnných součástí pro milimetrové vlny stále více rostou požadavky na výrobní proces a technologie. Jednotlivé komponenty výsledné struktury (slučovače, vedení, filtry) se musí vyrábět zvlášť a nastávají problémy se spojováním těchto komponent, kdy musí být zajištěno pevné spojení těchto částí. Drsný povrch součástí podstatně zvětšuje vlastní odpor vedení a způsobuje vyšší útlum, a proto musí být také zajištěna dostatečná hladkost povrchu komponent. Pro výrobu klasického vlnovodu existuje mnoho výrobních procesů, přičemž každá z nich má své výhody a nevýhody. Jedná se například o elektroformování, pájení ponořením, obrábění elektronickým výbojem, numericky řízené obrábění nebo metoda stereo-litografie [7].

## 2 NÁVRH VLNOVODNÉ ŠTĚRBINOVÉ ANTÉNY

Návrh vlnovodné štěrbinové antény byl rozdělen do čtyř částí. V první části je proveden návrh klasického obdélníkového vlnovodu buzený vlnovodným portem, který slouží jako základní část štěrbinové vlnovodné antény. Druhá část popisuje návrh napájení vlnovodu pomocí proudové sondy a třetí část se věnuje návrhu slotů štěrbinové antény. Spojením všech těchto částí vznikne vlnovodná štěrbinová anténa, jejíž výsledky jednotlivých simulací jsou uvedeny ve čtvrté části. Výpočet všech parametrů návrhu byl proveden v programu Mathcad a všechny jednotlivé části byly simulovány v programu CST Microwave Studio.

#### 2.1 Návrh obdélníkového vlnovodu

Nejprve je potřeba zvolit příčné rozměry vlnovodu. Tyto rozměry byly odečteny z tabulky vlnovodů, která je uvedena v příloze A. Anténa byla navržena pro zadané kmitočtové pásmo 5,18 GHz - 5,70 GHz, což znamená, že se jedná o vlnovod označený podle normy IEC jako R58. Pro tento vlnovod byly tedy odečteny vnitřní rozměry a = 40 mm a b = 20 mm. Ze znalosti těchto vnitřních rozměrů bylo možné vypočítat *mezní vlnovou délku obdélníkového vlnovodu* (2.1), kterou lze poté přepočítat na *kritickou frekvenci obdélníkového vlnovodu* (2.2). V kovovém obdélníkovém vlnovodu byl vzduch zvolen jako dielektrikum. Pokud tedy celou strukturu vlnovodu vyplňuje vzduch, je rychlost vlny v tomto vlnovodu rovna rychlosti světla, tedy v=c.

$$\lambda_{\rm krit} = 2a = 2(40.10^{-3}) = 80 \,{\rm mm}$$
, (2.1)

$$f_{krit} = \frac{c}{\lambda_{krit}} = \frac{3.10^8}{80.10^{-3}} = 3,75GHz \,. \tag{2.2}$$

V těchto rovnicích značí *a* příčný rozměr vlnovodu, *c* rychlost světla a  $\lambda_{krit}$  mezní vlnovou délku. Abychom mohli určit *délku vlny ve vlnovodu* (2.4), potřebujeme znát *délku pracovní vlny* (2.3), tedy takovou délku vlny, která vstupuje do vlnovodu a kritickou délku vlny, která vstupuje do vlnovodu, vypočítáme obdobně jako u vzorce 2.2, ze znalosti pracovní frekvence, která byla zvolena jako  $f_{prac} = 5.6$  GHz:

$$\lambda_{prac} = \frac{c}{f_{prac}} = \frac{3.10^8}{5.6.10^9} = 53,57mm \,, \tag{2.3}$$

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{\lambda_{prac}}\right)^2 - \left(\frac{1}{\lambda_{krit}}\right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{53,57.10^{-3}}\right)^2 - \left(\frac{1}{80.10^{-3}}\right)^2}} = 72,13mm, \quad (2.4)$$

kde *c* je rychlost světla,  $f_{\text{prac}}$  je pracovní frekvence,  $\lambda_{\text{prac}}$  je pracovní délka vlny a  $\lambda_{\text{krit}}$  je kritická frekvence vlnovodu [8]. Ze znalosti těchto parametrů lze vypočítat všechny

parametry štěrbinové antény až na délku vlastního vlnovodu. Tato délka je vypočítána v Návrh štěrbinové antény.

#### 2.2 Návrh přechodu na obdélníkový vlnovod

Buzení proudovou sondou na Obrázek 2.1 [9] je realizováno krátkým úsekem středního vodiče koaxiálního vedení délky  $h << \lambda$  zasunutým do buzeného vlnovodu. Pro maximální buzení určitého vidu, v našem případě vidu TE<sub>10</sub>, musí být proudová sonda v příčném i v podélném směru vlnovodu zasunuta rovnoběžně se siločarami elektromagnetického pole maximální intenzity, které se nachází ve vzdálenosti  $z_0 = \lambda_g/4$  od konce vlnovodu a ve vzdálenosti  $x_0 = a/2$  od užší stěny vlnovodu. Umístěním proudové sondy popsaným způsobem zajistíme, že se ve vlnovodu bude šířit pouze vid TE<sub>10</sub>.



Obrázek 2.1: Umístění proudové sondy pro buzení klasického vlnovodu v příčném a v podélném řezu.

Příčné rozměry této struktury jsou shodné s rozměry navrženého obdélníkového vlnovodu. Pro dielektrikum koaxiálního vedení byl použit teflon, který má relativní permitivitu  $\varepsilon_r = 2,1$  a zakončení proudové sondy má kónický tvar z důvodu rozšíření šířky pásma. Poloměr vnitřního vodiče proudové sondy byl zvolen  $r_0 = 1,5$  mm a poloměr vnějšího vodiče koaxiálního vedení je  $R_0 = 5,02738$  mm. Dodržením těchto rozměrů koaxiálního vedení je zajištěno, že má *charakteristickou impedanci*  $Z_0 = 50 \Omega$ , což dokazuje vzorec 2.5:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{R_0}{r_0} = \frac{60}{\sqrt{2,1}} \cdot \ln \frac{2,51369}{0,75} = 50,075mm, \qquad (2.5)$$

kde  $R_0$  je poloměr vnějšího vodiče,  $r_0$  je poloměr vnitřního vodiče a  $\varepsilon_r$  je permitivita dielektrika. V praxi je přechod z koaxiálního vodiče k vlnovodu zakončen konektorem typu SMA (anglicky Sub Miniature A).

#### 2.3 Návrh štěrbinové antény

Při návrhu štěrbinové antény bylo nutné si nejprve zvolit počet slotů pro vyzařování elektromagnetického pole, přičemž zvolený počet těchto slotů byl 6 na jedné straně kovového obdélníkového vlnovodu z důvodu vyššího zisku antény.



Obrázek 2.2: Půdorys vlnovodné antény [9].

Při výpočtu slotů kovového obdélníkového vlnovodu byla nejprve potřeba znát *vodivost jednotlivých slotů* (2.6):

$$g_1 = \frac{1}{N} = \frac{1}{6} = 0,167S, \qquad (2.6)$$

kde *N* je počet slotů. *Celková vodivost slotů* je dána vzorcem 2.7, kde  $\lambda_g$  je délka vlny ve vlnovodu,  $\lambda_{prac}$  je pracovní délka vlny a *a* a *b* jsou příčné rozměry vlnovodu.

$$g_{2} = 2,09 \left(\frac{\lambda_{g}}{\lambda_{prac}}\right) \left(\frac{a}{b}\right) \cos^{2} \left(\frac{\lambda_{prac} \cdot \pi}{2\lambda_{g}}\right)$$
  
= 2,09  $\left(\frac{72,13.10^{-3}}{53,57.10^{-3}}\right) \left(\frac{40.10^{-3}}{20.10^{-3}}\right) \cos^{2} \left(\pi \frac{53,57.10^{-3}}{2.72,13.10^{-3}}\right) = 870.5 mS.$  (2.7)

Pomocí těchto vodivostí můžeme vypočítat *argument* (2.8), který je použit k výpočtu *odsazení slotu* od osy kovového obdélníkového vlnovodu (2.9):

$$arg = \sin^{-1}\left(\frac{g_1}{g_2}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{0,167}{870,50.10^{-3}}\right) = 192,65.10^{-3},$$
 (2.8)

$$x = \left(\frac{a}{\pi}\right)\sqrt{arg} = \left(\frac{40.10^{-3}}{\pi}\right)\sqrt{192,65.10^{-3}} = 5,59mm, \qquad (2.9)$$

kde *a* je příčný rozměr vlnovodu. Nyní je již postup jednodušší. Zbývá určit *vzdálenost slotů* od sebe samých ze vzorce 2.10. Tato vzdálenost je rovna poloviční délce vlny  $\lambda_g$  šířící se vlnovodem.

$$Ss = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{72,13.10^{-3}}{2} = 36,07mm.$$
 (2.10)

Obdobně je určena také *délku slotu*, která se ovšem vypočítá z pracovní délky vlny vstupující do vlnovodu  $\lambda_{prac}$  (2.11).

$$Ls = \frac{\lambda_{prac}}{2} = \frac{53,57.10^{-3}}{2} = 26,79mm.$$
 (2.11)

*Šířka slotu* se vypočítá ze vzorce 2.12, jako jedna dvacetina délky vlny šířící se vlnovodem  $\lambda_g$ .

$$Ws = \frac{\lambda_g}{20} = \frac{72,13.10^{-3}}{20} = 3,61$$
mm. (2.12)

Vzdálenost středu posledního slotu k hornímu konci vlnovodu by měla být o délce čtvrtiny vlny šířící se vlnovodem ato znamená, že na tomto konci bude zkrat. Vzdálenost středu prvního slotu od budící proudové sondy by měla být  ${}^{3}\!\!/_{4}\lambda_{g}$ , což naopak znamená, že na místě sondy bude tento úsek vedení zakončen naprázdno. Vzhledem k těmto vzdálenostem od obou konců a vzhledem k počtu slotů byla celková *délka vlnovodu* vypočítána podle vzorce 2.13:

$$l_W = \frac{13}{2}S_S = \frac{13}{2}.36,07 = 234,44mm, \qquad (2.13)$$

kde  $S_s$  je vzdálenost slotů od sebe samých. Tyto rovnice byly převzaty z [10]. Postup při stavbě štěrbinové antény lze nalézt například v literatuře [11] nebo [12].

#### 2.4 Výsledky modelování vlnovodné štěrbinové antény

Simulace byly provedeny na všech jednotlivých částech štěrbinové antény, tedy na vlnovodu a na jeho napájení. Tyto části byly následně spojeny a byla provedena simulace vytvořené struktury v programu CST Microwave Studio. Při těchto simulacích bylo použito funkce adaptivního meshování, která byla důležitá pro správnou analýzu štěrbinové antény, avšak použitím této funkce velmi vzrostl čas při analýze struktury štěrbinové antény. Postup při analýze všech částí tedy probíhal tak, že byla nejprve provedena hrubá analýza struktur a poté byl postupně zvyšován počet buněk při diskretizaci struktury a zároveň byly upravovány všechny důležité parametry.

#### 2.4.1 Výsledky modelování vlnovodné antény

Při modelování vlnovodné antény se postupovalo tak, že byl nejprve vytvořen model vlnovodu s parametry vypočítanými v Návrh obdélníkového vlnovodu a poté byly v této struktuře vytvořeny štěrbiny s parametry vypočítanými v Návrh štěrbinové antény, čímž vznikla štěrbinová anténa na Obrázek 2.3).



Obrázek 2.3: Model vlnovodu se štěrbinami.

Model štěrbinové antény je tuto simulaci napájen vlnovodným portem 1, který je označen červenou barvou. Sledovaným parametrem analýzy je činitel odrazu  $S_{11}$ , který je uveden na Obrázek 2.4:



Obrázek 2.4: Výsledek modelování vlnovodu.

Z výsledku modelování byla odečtena šířka pásma při polovině výkonu ( $S_{11} = -10$ dB) jako  $BW_{WW} = 0.58265$  GHz. Šířka pásma v procentech byla vypočítána podle vzorce 2.14:

$$BW = \frac{BW}{f_0} \cdot 100 = \frac{0,58265.10^9}{5,587025.10^9} \cdot 100 = 10,43\%, \qquad (2.14)$$

kde  $f_0$  je středová frekvence šířky pásma. Tento výsledek byl docílen optimalizováním parametrů  $L_{S}$  tedy délkou slotů a parametru x, tedy odsazením slotů od středové osy. Na Obrázek 2.5 je vidět změna křivky činitele odrazu  $S_{11}$  při změně parametru x.



Obrázek 2.5: Změna parametru x.

Zmenšováním hodnoty tohoto parametru je vidět, že sice klesá činitel odrazu, ale zužuje se šířka pásma. Snížením parametru *x* byl tedy docílen požadovaný činitel odrazu  $S_{11}$  = -10 dB, ovšem za cenu snížení výsledné šířky pásma. Zmenšováním hodnoty parametru  $L_S$  se mírně zmenšovala šířka pásma, ovšem ne tak moc jako při zmenšení hodnoty parametru *x*. Proto byla hodnota tohoto parametru zvolena vyšší s ohledem na nejnižší hodnotu výsledné šířky pásma f = 5.3033 GHz (Obrázek 2.6).



Obrázek 2.6: Změna parametru L<sub>S</sub>.

Minimální útlum byl změřen na kmitočtu f = 5,779 GHz jako  $S_{11} = -28,767347$ dB, což je vidět na Obrázek 2.7.



Obrázek 2.7: Měření minimálního činitele odrazu vlnovodu.

#### 2.4.2 Výsledky modelování buzení štěrbinové antény

Tato struktura je na jednom konci zkratována a na druhém konci je zakončena naprázdno (Obrázek 2.8) pouze důvodu požadování informace o přenosu celé struktury napájení, tedy parametru  $S_{21}$ .



Obrázek 2.8: Model buzení štěrbinové antény.

Všechny výsledky modelování buzení štěrbinové antény jsou na obrázcích Obrázek 2.9 a Obrázek 2.10. Výsledná struktura byla naladěna pomocí změny parametru hloubky zasunutí sondy a zkracováním nebo prodlužováním jednoho konce struktury. Na vodorovných osách grafů je znázorněna frekvence v jednotkách GHz a na svislých osách je uveden činitel odrazu  $S_{11}$  v decibelech. Na obou obrázcích je zelenou barvou znázorněn činitel přenosu  $S_{21}$ , o kterém lze říci, že v rozmezích od  $f_1 = 3,75$  GHz do  $f_2 = 9,7$  GHz nepoklesl o polovinu svého výkonu, neklesl tedy pod -10 decibel. Přenos  $S_{21}$  je na pracovním kmitočtu štěrbinové antény téměř nulový, konkrétně bude mít signál na tomto kmitočtu přenos  $S_{21} = -0,00174$  dB. Červenou barvou je vykreslen činitel odrazu  $S_{11}$ . Na kmitočtu f = 5,6 GHz byla změřena

hodnota činitele odrazu  $S_{11} = -42,953$  dB, přičemž lze tuto hodnotu považovat za dobré impedanční přizpůsobení.



Obrázek 2.9: Výsledky modelování buzení štěrbinové antény na 5,6 GHz.



Obrázek 2.10: Měření výsledku modelování buzení štěrbinové antény.

Na Obrázek 2.10 je změřená šířka pásma BW = 4,061 GHz (v přepočtu BW = 72,518%) při činiteli odrazu  $S_{11} = -10$  dB, tedy při polovině výkonu. Ke zvětšení této šířky pásma velmi přispěla napájecí sonda kónického tvaru, která zvětšila šířku pásma řádově v desetinách GHz.

#### 2.4.3 Výsledky simulace štěrbinové antény

Struktura vlnovodu vznikla spojením vlnovodné antény a jejího buzení, což je naznačeno na Obrázek 2.11:



Obrázek 2.11: Struktura štěrbinové antény.

Na Obrázek 2.12 je výsledek analýzy této antény. Je zde vidět, že v pásmu přibližně 5 GHz až 6 GHz má sice anténa činitel odrazu menší než  $S_{11} = -10$  dB, ovšem na kmitočtu f = 3,8563 GHz je činitel odrazu  $S_{11} = -32,703321$  dB, což by znamenalo, že by anténa přijímala nebo vysílala signál na tomto kmitočtu, což je nežádoucí. Proto bylo využito funkce AR filter, kterou bylo docíleno upravení charakteristiky činitele odrazu, což je na Obrázek 2.13. Koeficient maximálního řádu tohoto filtru byl zvolen jako 56 a koeficient délky okna 6.



Obrázek 2.12: Výsledek analýzy štěrbinové antény.



Obrázek 2.13: Výsledek analýzy štěrbinové antény s použitím funkce AR filter.

Z výsledků analýzy s použitím funkce AR filter byla zjištěna šířka pásma, ve které štěrbinová anténa pracuje jako BW = 568,07MHz na činiteli odrazu  $S_{11} = -10$  dB. Minimální činitel odrazu byl zjištěn na kmitočtu f = 5,7625 GHz jako  $S_{11} = -19,40591$  dB. Použitím funkce AR filter bylo zajištěno, že činitel odrazu  $S_{11}$  na kmitočtu f = 3,8563 GHz již anténa nemá činitel odrazu nižší než  $S_{11} = -10$  dB. Na obrázcích Obrázek 2.14 a Obrázek 2.15 jsou uvedeny směrové charakteristiky v rovinách E a H a na Obrázek 2.16 je vidět zisk štěrbinové antény, který dosahuje hodnoty G = 14,49 dBi.



Obrázek 2.14: Směrová charakteristika vlnovodné štěrbinové antény v rovině E na f = 5,6 GHz.



Obrázek 2.15: Směrová charakteristika vlnovodné štěrbinové antény v rovině H na f = 5,6 GHz.



Obrázek 2.16: 3D směrová charakteristika vlnovodné štěrbinové antény.

## 3 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU

V této kapitole jsou rozebrány všechny části návrhu vlnovodu integrovaného do substrátu, včetně šíření vlny tímto vlnovodem a vlastní struktury vlnovodu SIW. Jelikož bylo cílem této práce vytvořit štěrbinovou anténu na bázi vlnovodu SIW, byla zde zařazena i kapitola pojednávající o vyzařování štěrbinové antény, která je napájena koaxiálním vedením nebo mikropáskovým vedením.

#### 3.1 Struktura vlnovodu SIW

Základem vlnovodu integrovaného do substrátu je oboustranně pokovený dielektrický substrát o výšce h (Obrázek 3.1), ve kterém je vytvořena periodická struktura prokovů s průměrem *d*, vodivě spojující obě vodivé plochy substrátu. Prokovy jsou od sebe vzdáleny o hodnotu *p*, která je měřena od středů jednotlivých prokovů a parametr *a*<sub>S</sub> představuje *šířku vlnovodu SIW*.





Vhodný výběr tohoto substrátu hraje důležitou roli při návrhu celé struktury z důvodu požadovaných vlastností vlnovodu SIW. Nejdůležitějším parametrem pro výběr vhodného substrátu je relativní permitivita, jejíž vhodný výběr je důležitý z hlediska minimalizace rozměrů antény, účinnosti a šířky pásma. Se zvětšující se tloušťkou dielektrického substrátu roste šířka pásma a klesá účinnost v závislosti na relativní permitivitě dielektrika [13]. Výběrem substrátu s vysokou relativní permitivitou můžeme dosáhnout vyšší účinnosti, ovšem na úkor menší šířky pásma a naopak. Substrát také musí splňovat určité požadavky, které jsou na něj kladeny, jako je například konstantní relativní permitivita  $\varepsilon_r$  v celém použitém rozsahu kmitočtů, malý ztrátový činitel *tan*  $\delta$ , jeho teplotní a kmitočtová stálost, homogennost, izotropnost, atd. [8].

Výroba vlnovodu integrovaného do substrátu pomocí technologie LTCC začíná výrobou keramické fólie, která je následně rozřezána na menší části vhodné pro sériovou výrobu. Do těchto keramických částí se razí díry, které se následně pokoví, čímž vzniknou prokovy. Dále se sítotiskem nanesou vodivé vrstvy a díky prokovům jsou tyto vrstvy vodivě spojeny. Pokud je požadována vícevrstvá struktura, provádí se laminování všech jednotlivých

částí požadované struktury. Tyto části se dále rozdělí na jednotlivé kusy a v poslední části probíhá výpal jednotlivých komponent [6].

#### 3.2 Šíření vln vlnovodem SIW

Vidy, které se mohou v SIW vytvořit a šířit, jsou rozdílné než u konvenčních vlnovodů, přičemž periodický sled prokovů je hlavním frekvenčně omezujícím jevem. SIW struktura může být považována za speciální typ obdélníkového vlnovodu s periodickou strukturou prokovů na obou svislých stěnách vlnovodu. Pokud je v tomto vlnovodu vybuzen vid, jehož povrchové proudy jsou kolmé na štěrbiny vzniklé mezi prokovy, dochází k výraznému vyzařování, které by způsobilo značný útlum elektromagnetické vlny. Vlnovodem integrovaným do substrátu se tedy mohou šířit pouze elektromagnetické vlny, jejíž povrchové proudy tečou podél štěrbin mezi prokovy. Vlnovodem SIW se tedy může šířit pouze elektromagnetická vlna o módech  $TE_{n0}$  [14].

Jak již bylo řečeno v Srovnání klasického vlnovodu a vlnovodu SIW, ztráty únikem lze regulovat změnou vzdáleností prokovů. Na Obrázek 3.2 je naznačena simulace šíření vlny TE<sub>10</sub> vlnovodem s různými vzdálenostmi prokovů. Tato simulace probíhala na frekvenci f = 60 GHz, kde byly kovy považovány za ideální vodič, relativní permitivita dielektrika byla volena jako  $\varepsilon_r = 5$ , činitel dielektrických ztrát nabýval hodnoty *tan*  $\delta = 0,0008$ , průměr prokovů byl zvolen p = 0,1 mm a celá struktura byla simulována v programu Ansoft HFSS.

Na Obrázek 3.2 byl v prvním případě (situace 1) rozestup prokovů zvolen jako p = 0,52 mm. Je zde vidět rozložení elektromagnetického pole v rovině H, které díky malým rozestupům prokovů dosahuje nízké hodnoty útlumu způsobeného únikem. V tomto případě tedy můžeme říci, že elektrické pole "nevytéká" z vlnovodu. Ve druhém případě (situace 2) byly rozestupy voleny dvojnásobně větší (p = 1,04 mm). V tomto případě tedy můžeme pozorovat značný únik energie elektrického pole.



Obrázek 3.2: Šíření vlny TE<sub>10</sub> ve vlnovodu s různými vzdálenostmi prokovů [15].

#### 3.3 Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu

Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu vede přes klasický obdélníkový vlnovod. Celá situace je znázorněna na Obrázek 3.3, kde  $a_{RWG}$  a *h* značí *šířku a výšku obdélníkového vlnovodu*.





V Šíření vln vlnovodem SIW bylo řečeno, že vlnovodem integrovaných do substrátu může šířit pouze vlny TE<sub>n0</sub>. Pro vybuzení dominantního vidu TE<sub>10</sub> se pracovní frekvence volí jako  $f_p$ = 1,4 $f_c$ . Z kritické frekvence je dále možno vypočítat *ekvivalentní šířku kovového vlnovodu a*<sub>RWG</sub>:

$$a_{RWG} = \frac{c}{2f_c\sqrt{\varepsilon_r}},\tag{3.1}$$

kde  $a_{RWG}$  značí šířku obdélníkového vlnovodu, c je rychlost světla,  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita a  $f_c$  je kritická frekvence obdélníkového vlnovodu.

Pro výpočet šířky vlnovodu integrovaného do substrátu je potřeba nejdříve vhodně zvolit vzdálenost mezi prokovy a jejich průměr. V literatuře [16] je naznačen vhodný postup návrhu těchto parametrů a na Obrázek 3.4 jsou uvedeny vhodná doporučení pro tento návrh. Průměr děr je nutno volit s ohledem na technologii výroby, například v dílně UREL je možno vyrobit prokovy pouze vybraných průměrů a rozestupy mezi prokovy je nutno volit s ohledem na výslednou délku celé struktury.



Obrázek 3.4: Vhodná doporučení pro volbu parametrů *p* a *d* [16].

Pro správný návrh průměru děr a vzdálenosti mezi prokovy je nutné znát *kritickou vlnovou délku*  $\lambda_c$ , která se vypočítá jako

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c \sqrt{\varepsilon_r}},\tag{3.2}$$

kde *c* je rychlost světla,  $f_c$  je kritická frekvence ekvivalentního obdélníkového vlnovodu a  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita dielektrika. Nyní je již možno zvolit průměr prokovů, který by se podle doporučení na Obrázek 3.4: Vhodná doporučení pro volbu parametrů *p* a *d* [16]. měl pohybovat v rozmezí 0,05  $< d/\lambda_c < 0,25$ , což platí i pro poměr  $p/\lambda_c$ . Pro efektivnost výrobního procesu by počet děr na vlnovou délku neměl přesáhnout 20, což naznačuje podmínka  $p/\lambda_c < 0,05$ . Pro minimalizaci ztrát únikem byla zavedena další podmínka p < 2d [17].

Nyní je již z těchto parametrů možné vypočítat *šířku vlnovodu integrovaného do substrátu a\_s*:

$$a_s = a_{RWG} - \frac{d^2}{0.95p},$$
(3.3)

kde  $a_{RWG}$  značí šířku obdélníkového vlnovodu, *d* je průměr prokovů a *p* je délka rozestupů mezi prokovy. Tento vzorec je však zatížen chybou v případě zvyšování průměru prokovů *d*, proto byl stanoven přesnější výpočet (3.4) [17]:

$$a_s = a_{RWG} - 1,08\frac{d^2}{p} + 0,1\frac{d^2}{a_{RWG}},$$
(3.4)

kde  $a_{RWG}$  značí šířku ekvivalentního obdélníkového vlnovodu, *d* je průměr prokovů, *p* je délka rozestupů mezi prokovy a  $a_s$  označuje šířku vlnovodu integrovaného do substrátu.

#### 3.4 Přechody mezi SIW a standartními typy vedení

Pro buzení vlnovodů integrovaných do substrátu se nejčastěji používají tři typy vedení. Jedná se o koaxiální vedení, mikropáskové vedení a koplanární vedení. Tato kapitola je věnována přechodu mezi strukturou SIW a koaxiálním vedením a přechodu mezi SIW a mikropáskovým vedením.

#### 3.4.1 Přechod koaxiálního vedení na SIW

Koaxiální přechod na vlnovod integrovaný do substrátu je výhodný zejména díky minimálnímu vyzařování vzhledem k ostatním často používaným variantám přechodů. Pomocí tohoto přechodu je možné dosáhnout 5-20% šířky pásma a dále je tento přechod výhodný díky nízké ceně.

Pro návrh napájení struktury SIW pomocí proudové sondy platí všechny poznatky, které jsou uvedeny v Návrh přechodu na obdélníkový vlnovod pouze s tím rozdílem, že je vzhledem k tloušťce substrátu obtížné nastavit správnou hloubku zasunutí této sondy. Proudová sonda je tedy vodivě spojena s jednou z vodivých ploch struktury SIW a zemní vodič koaxiálního kabelu je vodivě spojen s druhou vodivou plochou, jak je naznačeno na Obrázek 3.5: Přechod koaxiálního vedení na SIW:



Obrázek 3.5: Přechod koaxiálního vedení na SIW [18].

#### 3.4.2 Přechod mikropáskového vedení na SIW

Mikropáskový přechod na strukturu SIW dosahuje ve srovnání s ostatními mikropáskovými přechody a koplanárními přechody lepších výsledků a především díky jeho jednoduché struktuře dosahuje velmi nízkých ztrát.

Návrh mikropáskového přechodu na strukturu SIW vede přes ekvivalentní vlnovod SIW vyplněný dielektrikem s permitivitou  $\varepsilon_r$  a šířkou  $a_{RWG}$  (Obrázek 3.6d).



Obrázek 3.6: Ekvivalentní struktury pro návrh mikropáskového přechodu na strukturu SIW: a) Mikropáskové vedení, b) Model vlnovodného mikropáskového vedení, c) Půdorys mikropáskového přechodu, d) Přechod z mikropáskového vedení na strukturu SIW [19].

V prvním kroku návrhu je potřeba transformovat mikropáskové vedení (Obrázek 3.6a) na jeho ekvivalentní TEM vlnovod (Obrázek 3.6b). Pro transformaci mikropáskového vedení na jeho ekvivalentní TEM vlnovod je nejprve nutné vypočítat *efektivní permitivitu ekvivalentního TEM vlnovodu*  $\varepsilon_e$ :

$$\varepsilon_{e} = \frac{\varepsilon_{r} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{r} - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{w_{p}}}},$$
(3.5)

kde  $\varepsilon_r$  značí relativní permitivitu mikropáskového vedení, *h* je výška struktury mikropáskového vedení a  $w_p$  značí šířku mikropáskového vedení. Šířka ekvivalentního TEM vlnovodu  $w_e$  musí být vypočtena tak, aby jeho impedance dosahovala stejné hodnoty jako *impedance jako mikropáskové vedení Z<sub>e</sub>* (3.6, 3.7).

$$Z_e = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \ln\left(8\frac{h}{w_p} + 0.25\frac{w_p}{h}\right) \qquad \text{pro } \frac{w_p}{h} < 1 , \qquad (3.6)$$

$$Z_e = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{w_p}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{w_p}{h} + 1,444\right)\right]} \text{ pro } \frac{w_p}{h} > 1 , \qquad (3.7)$$

kde  $\varepsilon_e$  značí efektivní permitivitu TEM vlnovodu, *h* je výška struktury mikropáskového vedení a  $w_p$  značí šířku mikropáskového vedení. Rozptylové parametry ekvivalentních vlnovodů na Obrázek 3.6d jsou nezávislé pouze na jejich výšce *h* a jsou

závislé na ekvivalentní šířce vlnovodu SIW  $a_{RWG}$ , ekvivalentní šířce TEM vlnovodu  $w_e$ , efektivní permitivitě TEM vlnovodu  $\varepsilon_e$  a na relativní permitivitě  $\varepsilon_r$  mikropáskového vedení. Pokud dvojnásobně zmenšíme velikost vlnovodné struktury a zachováme poměr  $a_{RWG}/w_e$ , jeho S-parametry budou stejné na dvojnásobné frekvenci, kterou lze normalizovat. Pokud také zachováme stejný poměr relativní permitivity vlnovodu SIW  $\varepsilon_r$  a efektivní permitivity ekvivalentního TEM vlnovodu  $\varepsilon_e$  (Obrázek 3.6b) na normalizované frekvenci, S-parametry zůstanou taktéž zachovány. S těmito poznatky lze tedy říci, že rozptylové parametry jsou závislé pouze na poměrech  $a_{RWG}/w_e$  a  $\varepsilon_e/\varepsilon_r$  (Obrázek 3.7).



Obrázek 3.7: Závislost činitele odrazu mikropáskového přechodu na normalizované frekvenci pro různé poměry  $\varepsilon_e/\varepsilon_r$  [19].





Pro nalezení minimálního činitele odrazu  $S_{II}$  v celém požadovaném frekvenčním pásmu je nutné nalézt optimální šířku mikropáskového přechodu. Pro substráty s permitivitou pohybující se mezi 1 a 20 klasických mikropáskových struktur se poměr  $\varepsilon_e / \varepsilon_r$  pohybuje mezi 0,5 a 1. S použitím modelu na Obrázek 3.6 byly pro určité poměry  $\varepsilon_e / \varepsilon_r$  nalezeny optimální poměry  $a_{RWG}/w_e$  (Obrázek 3.8: Graf optimálních rozměrů přechodu na poměru hodnot permitivity [19]), ze kterých bylo možno nalézt vztah mezi poměry  $\varepsilon_e / \varepsilon_r$  a  $a_{RWG}/w_e$ :

$$\frac{a_{RWG}}{w_e} = 4,38e^{-0.627\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_e}},$$
(3.8)

kde  $a_{RWG}$  značí šířku ekvivalentního vlnovodu SIW,  $w_e$  je šířka ekvivalentního TEM vlnovodu,  $\varepsilon_e$  značí efektivní permitivitu TEM vlnovodu a  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita vlnovodu SIW. S použitím vzorců pro impedanci TEM vlnovodu (3.6 a 3.7) a kombinací vzorců pro efektivní permitivitu TEM vlnovodu (3.5) a vzorce 3.8 lze psát výsledné vztahy pro výpočet *šířky ekvivalentního TEM vlnovodu*  $w_e$ :

$$\frac{1}{w_e} = \frac{60}{\eta h} \ln\left(8\frac{h}{w_p} + 0.25\frac{w_p}{h}\right) \qquad \text{pro } \frac{w_p}{h} < 1 , \qquad (3.9)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{120\pi}{\eta h \left[\frac{w_p}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{w_p}{h} + 1,444\right)\right]} \text{ pro } \frac{w_p}{h} > 1 , \qquad (3.10)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4,38}{a_{RWG}} e^{-0,627 \frac{\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{w_p}}}}},$$
(3.11)

kde konstanta  $\eta = (\mu_0 / \varepsilon_0)^{1/2} = 376,7 \Omega$  je charakteristická impedance volného prostoru, *h* je výška struktury mikropáskového vedení,  $w_p$  je šířka mikropáskového vedení,  $\varepsilon_e$  je efektivní permitivita TEM vlnovodu,  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita vlnovodu SIW a  $a_{RWG}$  je ekvivalentní šířka vlnovodu SIW.

Ve druhém kroku návrhu je mikropáskový přechod použit pro přizpůsobení vstupní impedance mikropáskového vedení se šířkou  $w_0$  (Obrázek 3.6c) a šířky  $w_p$  nalezené v předchozím kroku. Pokud je k návrhu použit substrát o permitivitě  $\varepsilon_r$  mezi 2 a 10 v pásmu milimetrových vln, je dostačující použít mikropáskový přechod o čtvrtinové délce vlny. Pokud substrát nesplňuje tyto podmínky, musí být délka mikropáskového přechodu rovna násobků čtvrtinové délky vlny [19].

#### 3.5 Princip vyzařování štěrbinové antény

Základem štěrbinové antény je podélně vyříznutá štěrbina do vodivé desky o délce  $\lambda/2$  a malé šířce ve srovnání s vlnovou délkou procházející elektromagnetické vlny. Štěrbina může být napájena ve středech podélných stran a díky obtékání proudu tato štěrbina vyzařuje. Pokud má štěrbina délku o něco menší než je  $\lambda/2$ , pak je štěrbina v rezonanci, reaktance v napájecích bodech je nulová a vstupní odpor se pohybuje kolem 500  $\Omega$ . Pokud je požadován větší směrovost a zisk, kombinují se antény do soustav (Obrázek 3.9).



Obrázek 3.9: a) Štěrbinová anténa, b) Soustava štěrbin ve vlnovodu, c) Mikropásková anténa [20].

Vlastnosti štěrbinové antény lze spojovat s vlastnostmi symetrického dipólu a lze je popsat pomocí Babinetova principu. V optice je Babinetův princip elektromagnetického pole definován takto: *"Pokud je pole za obrazcem s otvorem přičteno poli komplementární struktury, součet je ekvivalentní poli bez obrazce* [21]. Stručný popisem Babinetova principu lze říci, že stejné pole může být získáno kombinací více polí. To znamená, že páskový dipól a štěrbina jsou komplementární antény. Zatímco páskový dipól vyzařuje díky stojatému vlnění elektrických proudů, štěrbina naopak vyzařuje díky stojatému vlnění magnetických proudů. Štěrbina tedy může být řešena pomocí ekvivalentního dipólu výměnou elektrické a magnetické intenzity E a H. Vzor štěrbiny je identický tvarem dipólu s výjimkou záměny E a H polí (Obrázek 3.10).



Obrázek 3.10: Půlvlnný dipól a jeho komplement štěrbinová anténa.

### 4 NÁVRH VLNOVODU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU

V prvním kroku návrhu jsou vypočítány příčné rozměry vlnovodu integrovaného do substrátu CuClad 213 s relativní permitivitou  $\varepsilon_r = 2,33$ , tloušťkou h = 1,524 mm a ztrátovým činitelem *tan*  $\delta = 0,0013$ . Stěny tohoto vlnovodu jsou pro zjednodušení vytvořeny z perfektně vodivého materiálu s nulovou tloušťkou a vlnovod je napájen vlnovodným portem označeným červenou barvou. Podmínka jednovidovosti [4] je dána poměrem pracovní frekvence  $f_{prac}$  a kritické frekvence  $f_c$  vlnovodu (4.1).

$$\frac{f_{prac}}{f_c} = 1,25 \div 1,9.$$
 (4.1)

Pro zvolenou podmínku jednovidovosti 1,4 je výsledný kritický kmitočet vlnovodu SIW  $f_c = 4$  GHz pro pracovní kmitočet  $f_p = 5,6$  GHz. Při snížení poměru pracovního a kritického kmitočtu se kritický kmitočet více přibližuje pracovnímu kmitočtu a dochází ke zvyšování rozměru příčné strany vlnovodu. Naopak při zvýšení tohoto poměru se zkracuje délka vlny ve vlnovodu a dochází tedy ke snížení celkové délky vlnovodu.

Ze vzorce 2.1 je možno pro kritickou vlnovou délku vypočítat *příčnou délku vlnovodu*  $a_s$  s tím rozdílem, že nyní je ve vzorci 4.2 kritická vlnová délka ve vlnovodu závislá na permitivitě dielektrika  $\varepsilon_r$ :

$$a_{S} = \frac{\lambda_{c}^{TE10}}{2} = \frac{c}{2f_{c}\sqrt{\varepsilon_{r}}} = \frac{3.10^{8}}{2.4.10^{9}\sqrt{2.33}} = 24,57mm, \qquad (4.2)$$

kde  $\lambda_c^{TE10}$  je kritická vlnová délka dominantního vidu ve vlnovodu a *c* je rychlost světla. Pro výpočet rozměrů a umístění štěrbin je potřeba znát délku pracovní vlny ve vlnovodu integrovaného do substrátu  $\lambda_{gs}$ , která se vypočítá obdobně jako u vzorce 2.4:

kde  $\lambda_p$  je délka pracovní vlny ve volném prostředí,  $\lambda_c$  je kritická vlnová délka,  $f_p$  je pracovní frekvence,  $\varepsilon_r$  je permitivita dielektrika vlnovodu,  $a_s$  je příčná délka vlnovodu, c je rychlost světla.

#### 4.1 Návrh štěrbinové antény

Pro návrh štěrbinové antény bylo zvoleno 6 slotů z důvodu požadavku vyššího zisku štěrbinové antény a pro její srovnání s vlnovodnou anténou navrženou v Návrh štěrbinové antény. Sloty jsou umístěny do maxima intenzity vybuzeného elektromagnetického pole. Z tohoto důvodu je odstup středu posledního slotu od konce vlnovodu  $\lambda_{gs}/4$  a rozestupy jednotlivých slotů od jejich středů jsou  $\lambda_{gs}/2$ . Pro vyzáření efektivní energie je požadováno, aby součet vodivostí všech štěrbin byl roven 1. Vzhledem k tomu, že bylo při návrhu štěrbinové zvoleno 6 slotů, vodivost jednotlivých slotů bude stejná jako v případě vlnovodné štěrbinové antény (2.6) a lze tedy vypočítat *celková vodivost slotů* (4.4).

$$g_{2} = 2,09 \left(\frac{\lambda_{gs}}{\lambda_{p}}\right) \left(\frac{a_{RWG}}{h}\right) \cos^{2} \left(\frac{\lambda_{p} \cdot \pi}{2\lambda_{gs}}\right)$$

$$= 2,09 \left(\frac{50,15.\ 10^{-3}}{53,57.\ 10^{-3}}\right) \left(\frac{24,57.\ 10^{-3}}{1,524.\ 10^{-3}}\right) \cos^{2} \left(\pi \frac{53,57.\ 10^{-3}}{2.50,15.\ 10^{-3}}\right) = 10,424S ,$$

$$(4.4)$$

kde  $\lambda_{gs}$  je délka vlny ve vlnovodu,  $\lambda_p$  je délka pracovní vlny a  $a_{RWG}$  a h jsou příčné rozměry ekvivalentního vlnovodu. Pomocí těchto vodivostí můžeme vypočítat *argument* (4.5), který je použit k výpočtu *odsazení slotu* od osy kovového obdélníkového vlnovodu (4.6):

$$arg = \sin^{-1}\left(\frac{g_1}{g_{2S}}\right) = \sin^{-1}\left(\frac{0,167}{10,424}\right) = 0,016$$
, (4.5)

$$x_{S} = \left(\frac{a_{S}}{\pi}\right)\sqrt{arg} = \left(\frac{24,57.10^{-3}}{\pi}\right)\sqrt{0,016} = 1,038mm, \qquad (4.6)$$

kde  $a_s$  je příčný rozměr vlnovodu. *Vzdálenost slotů* od sebe samých je rovna poloviční délce vlny procházející vlnovodem  $\lambda_{gs}$  a vypočítá se ze vzorce 4.7.

$$S_{SS} = \frac{\lambda_{gs}}{2} = \frac{50,15.10^{-3}}{2} = 25,074mm \,, \tag{4.7}$$

Pro dielektrický materiál se délka slotu vypočítá podle vzorce 4.8.

$$L_{SS} = \frac{\lambda_p}{\sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}} = \frac{53,57.10^{-3}}{2} = 26,79mm.$$
(4.8)

kde  $\lambda_p$  je délka pracovní vlny a  $\varepsilon_r$  je relativní permitivita dielektrika. *Šířka slotu* se vypočítá ze vzorce 4.9, jako jedna dvacetina délky vlny šířící se vlnovodem  $\lambda_{gs}$ .

$$W_{SS} = \frac{\lambda_{gs}}{20} = \frac{50,15.10^{-3}}{20} = 2,515$$
mm. (4.9)

Vzdálenost středu prvního slotu od budící proudové sondy byla zvolena jako  $\sqrt[3]{4}\lambda_{gs}$ , to znamená, že na místě budícího vlnovodného portu bude tento úsek vedení zakončen naprázdno. Vzhledem k těmto vzdálenostem od obou konců a vzhledem k počtu slotů byla

celková délka vlnovodu vypočítána podle vzorce 4.10:

$$l_{SA} = \frac{7}{2}\lambda_{gs} = \frac{7}{2}.50,15.10^{-3} = 175.516mm, \qquad (4.10)$$

kde  $\lambda_{gs}$  je délka vlny ve vlnovodu. Tyto rovnice byly převzaty z [13].

#### 4.2 Vliv přesahu pokovení

Na Obrázek 4.1 je zobrazen vliv přesahu pokovení na šířku pásma a zisk štěrbinové antény. Přesah pokovení byl rozmítán od 0 do 15 mm s krokem 1 mm. Je zde vidět, že se zvětšujícím se přesahem pokovení roste zisk a šířka pásma do jejich maximální dosažitelné hodnoty a s dalším zvětšením přesahu pokovení tyto hodnoty klesají. Na Obrázek 4.2 je vidět, že se zvyšující se hodnotou přesahu pokovení roste zisk, ale zvyšuje se hodnota činitele odrazu S<sub>11</sub>. Pro dosažení maximálního zisku byla hodnota přesahu pokovení zvolena jako 11 mm a díky tomu se hodnota zisku zvýšila o 0,447 dBi na hodnotu G = 12,433 dBi. Hodnota šířky pásma se s touto délkou pokovení snížila o 200 kHz na hodnotu BW = 418,19MHz a hodnota činitele odrazu se snížila o 3,21 dB na hodnotu S<sub>11</sub> = -10,578 dB.



Obrázek 4.1: Vliv přesahu pokovení na zisk a šířku pásma.



Obrázek 4.2: Vliv přesahu pokovení na zisk a činitel odrazu S<sub>11</sub>.

#### 4.3 Vliv přesahu pokovení ze strany ideálního portu

Vliv přesahu pokovení ze strany ideálního portu byl zkoumán pouze pro variantu štěrbinové antény s koaxiálním přechodem. Přesah pokovení byl rozmítán od 0 do 8mm s krokem 1mm. Na Obrázek 4.3 je vidět, že nejvyššího zisku je dosaženo při přesahu pokovení o délce 6mm. Zvýšení hodnoty tohoto přesahu nemělo vliv na šířku pásma antény a maximální dosažitelný zisk byl naměřen jako G = 12,498 dBi. Zvětšení přesahu pokovení se tedy podařilo zvýšit zisk o 4,602.10<sup>-3</sup> dBi.



Obrázek 4.3: Vliv přesahu pokovení ze strany ideálního portu na zisk.

#### 4.4 Vliv změny šířky štěrbiny

Na Obrázek 4.4 jsou zobrazeny závislosti činitele odrazu  $S_{11}$  na frekvenci při změně hodnoty šířky štěrbiny Ws. Hodnota šířky štěrbiny byla rozmítána v rozsahu od 0,4 mm do 0,9 mm s krokem 0,1 mm a byly zaznamenány hodnoty v Tabulka 1. Při sledování změny hodnoty šířky štěrbiny bylo zjištěno, že má tento parametr nejmenší vliv na šířku pásma a na minimální hodnotu činitele odrazu  $S_{11}$ , proto byla změna tohoto parametru využita pouze k jejich doladění.



Tabulka 1: Sledované parametry při změně šířky štěrbiny.

Obrázek 4.4: Závislost činitele odrazu S11 na frekvenci při změně šířky štěrbiny Ws.

#### 4.5 Vliv změny délky štěrbiny

Vliv změny délky štěrbiny na průběh činitele odrazu S<sub>11</sub> je na Obrázek 4.5. V Tabulka 2: Sledované parametry při změně délky štěrbiny jsou uvedeny změřené šířky pásma a úrovně činitele odrazu na pracovní frekvenci  $f_{prac} = 5,6$  GHz při zvyšování délky štěrbiny v rozsahu od 20 mm do 20,5 mm s krokem 0,1 mm. Ze změřených šířek pásma bylo zjištěno, že má tento parametr největší vliv na šířku pásma, proto byl tento parametr primárně optimalizován pro dosažení její maximální hodnoty.



Obrázek 4.5: Vliv změny délky štěrbiny na průběh činitele odrazu S<sub>11</sub>.

Z naměřených hodnot bylo dále zjištěno, že nejvyšší hodnoty šířky pásma je dosaženo při minimální hodnotě délky štěrbiny. Při zvyšování délky štěrbiny byl také sledovaným parametrem činitel odrazu S<sub>11</sub>, který ovšem neměl vyšší vliv na minimální hodnotu činitele odrazu na pracovní frekvenci  $f_{prac} = 5,6$  GHz než změna odsazení štěrbiny od osy vlnovodu.

Tabulka 2: Sledované parametry při změně délky štěrbiny.

	Ls=20mm	Ls=20,1mm	Ls=20,2mm	Ls=20,3mm	Ls=20,4mm	Ls=20,5mm
S11 [dB]	-8,7794	-8,5175	-8,1647	-7,7575	-7,3561	-6,9194
BW [GHz]	0,3829	0,3965	0,4087	0,4184	0,4251	0,429

#### 4.6 Vliv změny odsazení štěrbiny od osy vlnovodu

Změna tohoto parametru je uvedena na Obrázek 4.6, kde byl sledován činitel odrazu S<sub>11</sub> v závislosti na frekvenci a parametr x byl rozmítán v rozmezí hodnot od 1 do 2 mm s krokem 0,5mm. Z Tabulka 3 je vidět, že při zmenšování hodnoty odsazení štěrbin od osy vlnovodu dochází na pracovní frekvenci  $f_{prac} = 5,6$  GHz k výraznému poklesu hodnoty činitele odrazu S<sub>11</sub>, proto byla změna hodnoty tohoto parametru primárně určena pro nastavení optimální hodnoty činitele odrazu S<sub>11</sub>.



Obrázek 4.6: Závislost činitele odrazu S11 na frekvenci při změně odsazení štěrbiny x.

Tabulka 3: Sledované parametry při změně odsazení štěrbin od osy vlnovodu.

	x=0,8mm	x=0,9mm	x=1mm	x=1,1mm	x=1,2mm	x=1,3mm
S11 [dB]	-10,9925	-10,8939	-10,4161	-9,7388	-9,9732	-8,2946
BW	0,3978	0,4378	0,4756	0,5305	0,5672	0,6031

#### 4.7 Přechod koaxiálního vedení na vlnovod

Tato kapitola popisuje návrh koaxiálního vedení a jeho připojení k vlnovodné štěrbinové anténě. V praxi je přechod z koaxiálního vodiče k vlnovodu zakončen konektorem typu SMA (anglicky Sub Miniature A).

#### 4.7.1 Návrh přechodu koaxiálního vedení na vlnovod

Návrh koaxiálního vedení na strukturu vlnovod je velmi podobný návrhu přechodu koaxiálního vedení na klasický obdélníkový vlnovod. Celá struktura tohoto přechodu se skládá z vlnovodu, jehož příčné rozměry byly vypočítány v Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu. Podélný rozměr této struktury je  $\lambda_{gs}/2$ , což sice znamená zkrat na obou koncích, v tomto případě je však jeden konec naprázdno opět z důvodu požadavku informace o činiteli přenosu S<sub>21</sub>.



Obrázek 4.7: Struktura přechodu koaxiálního vedení na SIW.

Celou strukturu přechodu pak dotváří koaxiální vedení, jehož příčné rozměry jsou vypočítány tak, aby byla zachována *charakteristická impedance* 50Ω.

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{R_0}{r_0} = \frac{60}{\sqrt{2.1}} \cdot \ln \frac{0.802918}{0.24} = 50\Omega , \qquad (4.11)$$

kde  $R_0$  je poloměr vnějšího vodiče,  $r_0$  je poloměr vnitřního vodiče a  $\varepsilon_r$  je permitivita dielektrika. Příčné rozměry koaxiálního vodiče byly dodatečně upraveny v programu CST Microwave Studio k dodržení charakteristické impedance při simulaci celé struktury, která se nachází na Obrázek 4.7.

Proudová sonda byla umístěna do středu příčného rozměru vlnovodu, který se nachází ve vzdálenosti  $a_s/2$  od užší stěny vlnovodu. Ve směrech osy X byly provedeny simulace vychýlení proudové sondy s cílem zvětšení šířky pásma, bylo ovšem zjištěno, že se zvětšující se odchylkou od středu příčného rozměru vlnovodu šířka pásma klesá, proto bylo od řešení této úpravy upuštěno. Sonda byla dále umístěna do maxima intenzity elektromagnetického pole, které se nacházelo ve vzdálenosti  $\lambda_{gs}/4$  od obou konců vlnovodu.

Sonda byla doladěna na pracovní frekvenci  $f_{prac} = 5,6$ GHz vychýlením proudové sondy v ose Z směrem k vlnovodnému portu 2 (Obrázek 4.7: Struktura přechodu koaxiálního vedení na SIW). Na Obrázek 4.8 jsou zobrazeny výsledné průběhy S-parametrů. Minimální činitel odrazu S<sub>11</sub> byl změřen na frekvenci  $f_{prac} = 5,6$  GHz jako S<sub>11</sub> = -17,26 dB a činitel přenosu S<sub>21</sub> na této frekvenci dosahoval hodnoty S<sub>21</sub> = -0,106 dB. Zabraná šířka pásma tohoto přechodu byla BW = 1,355 GHz, což je v přepočtu BW = 24,2% v rozmezí frekvencí f<sub>1</sub> = 4,868 GHz a f<sub>2</sub> = 6,223 GHz.



Obrázek 4.8: S-parametry přechodu koaxiálního vedení na SIW.

#### 4.7.2 Připojení koaxiálního přechodu ke štěrbinové anténě

Spodní a vrchní strana struktury štěrbinové antény s koaxiálním přechodem je na Obrázek 4.9. Spojením těchto částí se struktura tohoto vlnovodu prodloužila o podélný rozměr koaxiálního přechodu, tedy o  $\lambda_{gs}/2$ .



Obrázek 4.9: Připojení koaxiálního přechodu ke štěrbinové anténě.

Průběh činitele odrazu štěrbinové antény s koaxiálním přechodem je na Obrázek 4.10. Tento průběh byl optimalizován změnou délky a šířky štěrbin a odsazením slotů od osy vlnovodu. Šířka pásma této antény dosahuje hodnoty BW = 231,49 MHz, což je v přepočtu BW = 4,13%.



Obrázek 4.10: Průběh činitele odrazu S11 při připojení koaxiálního přechodu.

#### 4.8 Přechod mikropáskového vedení na vlnovodu

Kapitola popisuje přechod mikropáskového vedení na úsek vlnovodu o délce  $\lambda_{gs}/2$ . V praxi je k mikropáskovému přechodu připojen konektor typu SMA, proto byla vytvořena dostatečná plocha pro jeho připojení k tomuto přechodu.

#### 4.8.1 Návrh přechodu mikropáskového vedení na vlnovod

Celá struktura přechodu mikropáskového vedení na vlnovod je na Obrázek 4.11 a skládá se z úseku vlnovodu dlouhého  $\lambda_g/2$ , samotného mikropáskového přechodu a úseku mikropáskového vedení dlouhého 3mm. Úsek mikropáskového vedení je napájen vlnovodným portem 1 a na druhém konci je umístěn vlnovodný port 2.



Obrázek 4.11: Struktura přechodu mikropáskového vedení na SIW.

Při návrhu mikropáskového přechodu bylo nejprve potřeba vypočítat rozměry napájecího mikropáskového vedení, konkrétně jeho šířku  $w_0$ , kterou lze vypočítat z rovnice 3.6 nebo 3.7. V tomto případě byl poměr šířky mikropáskového vedení  $w_p > 1$ , proto byl k výpočtu použit vzorec (3.7). Vzhledem ke složitosti výpočtu byl použit program Mathcad, pomocí kterého byla vypočítána *šířka mikropáskového vedení* jako  $w_0 = 4,566$  mm.

$$\begin{split} Z_e &= \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \left[\frac{w_p}{h} + 1,393 + 0,667\ln\left(\frac{w_p}{h} + 1,444\right)\right]} \\ &= \frac{120\pi}{\sqrt{\frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{h}{w_p}}} \left[\frac{w_p}{h} + 1,393 + 0,667\ln\left(\frac{w_p}{h} + 1,444\right)\right]} \\ &= \frac{120\pi}{\sqrt{\frac{2,33 + 1}{2} + \frac{2,33 - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12\frac{1,524}{4,566}}} \left[\frac{4,566}{1,524} + 1,393 + 0,667\ln\left(\frac{4,566}{1,524} + 1,444\right)\right]} \\ &= 50\Omega \,, \end{split}$$

kde  $\varepsilon_e$  značí efektivní permitivitu TEM vlnovodu,  $\varepsilon_r$  značí relativní permitivitu vlnovodu SIW, *h* je výška struktury mikropáskového vedení,  $w_p$  značí šířku mikropáskového vedení a  $Z_e$  je charakteristická impedance. Nyní je již možné vypočítat *šířku ekvivalentního TEM vlnovodu* (4.6):

$$w_{e} = \frac{\eta h \left[\frac{w_{p}}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_{p}}{h} + 1,444\right)\right]}{120\pi}$$
$$= \frac{376,7.1,524 \left[\frac{4,566}{1,524} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{4,566}{1,524} + 1,444\right)\right]}{120\pi}$$
(4.6)

$$= 8,198mm$$
,

kde  $w_e$  je šířka ekvivalentního TEM vlnovodu, konstanta  $\eta = (\mu_0 / \varepsilon_0)^{1/2} = 376,7\Omega$  je charakteristická impedance volného prostoru, *h* je výška struktury mikropáskového vedení a vlnovodu a  $w_p$  je šířka mikropáskového vedení. Délka mikropáskového přechodu se vypočítá jako čtvrtina vln

Na Obrázek 4.12 jsou vykresleny S-parametry mikropáskového vedení na SIW. Pro dosažení minimální hodnoty činitele odrazu na pracovním kmitočtu  $f_{prac} = 5,6$  GHz byla v programu CST Microwave Studio dodatečně optimalizována hodnota šířky ekvivalentního TEM vlnovodu. Touto optimalizací byla na pracovním kmitočtu změřena šířka pásma BW =

7,306 GHz, což je v přepočtu BW = 130,46 %, minimální hodnota činitele odrazu  $S_{11} = -52,553$  dB a hodnota činitele přenosu  $S_{21} = -0,121$  dB.



Obrázek 4.12: S-parametry přechodu mikropáskového vedení na SIW.

#### 4.8.2 Připojení mikropáskového přechodu ke štěrbinové anténě

Připojením mikropáskového přechodu se celá struktura prodloužila pouze o samotný mikropáskový přechod. Tato struktura je vyobrazena na Obrázek 4.13.



Obrázek 4.13: Připojení mikropáskového přechodu ke štěrbinové anténě.



Obrázek 4.14: Průběh činitele odrazu S11 při připojení mikropáskového přechodu přechodu.

Na Obrázek 4.14 je vidět průběh činitele odrazu S<sub>11</sub>. Šířka pásma této antény byla naměřena jako BW = 385,67 MHz v rozmezí frekvencí  $f_1$  = 5,423 GHz a  $f_2$  = 5,809 GHz, což je v přepočtu BW = 6,88%. Ve srovnání se štěrbinovou anténou s koaxiálním přechodem tedy dosahuje o 2,76% větší šířky pásma.

#### 4.9 Konverze štěrbinové antény na SIW

Při volbě rozestupů mezi prokovy a průměrů prokovů bylo nutné tyto rozměry volit ideálně tak, aby byly hodnoty šířky ekvivalentního vlnovodu a vlnovodu SIW identické. V opačném případě dochází ke změně šířky SIW, což znamená změnu délky procházející vlny a tím i změnu pracovního kmitočtu vlnovodu. Těchto vlastností však může být využito ke změně rozmezí hodnot frekvencí, v níž anténa pracuje. Pro zachování periodické struktury prokovů je však nutné volit celistvý počet děr, což je v rozporu s dodržením požadované šířky SIW.

Při konverzi ekvivalentního vlnovodu o šířce  $a_{RWG}$  na strukturu SIW s koaxiálním přechodem je nejprve nutné zvolit rozestupy mezi prokovy. Délka těchto rozestupů byla zvolena jako  $p_c = 3,66$ mm a průměr prokovů byl zvolen jako d = 2 mm s ohledem na dodržení všech doporučení. Tyto rozměry splňují podmínku realizovatelnosti  $p \le 2.d$  a počet otvorů ve struktuře nedosáhl vyšší hodnoty než 20 vzhledem k délce vlny ve struktuře SIW (podmínka  $p/\lambda_c > 0,05$ ). Na Obrázek 4.15 jsou uvedeny všechny důležité parametry při konverzi vlnovodu na strukturu SIW. *Šířka SIW s koaxiálním přechodem a<sub>SC</sub>* byla vypočítána podle vzorce (4.7).

$$a_{sc} = a_{RWG} - \frac{d^2}{0.95p_c} = 24,57.\,10^{-3} - \frac{2.\,10^{-6}}{0.95.3,66.\,10^{-3}} = 25,717mm\,,\tag{4.7}$$

kde  $a_{RWG}$  značí šířku obdélníkového vlnovodu, *d* je průměr prokovů a  $p_c$  je délka rozestupů mezi prokovy struktury SIW s koaxiálním přechodem. Tento vzorec je však zatížen

chybou, ale slouží jak počáteční hodnota pro výpočet přesnějšího rozměru šířky SIW (3.4), která byla pomocí programu Mathcad spočítána jako  $a_{SC} = 25,732$ mm. Šířka SIW je tedy poněkud větší než je šířka ekvivalentního vlnovodu, což dokazuje Obrázek 4.15. Délka výsledné struktury vlnovodu SIW bez přesahu pokovení dosahuje hodnoty  $l_C = 201,3$  mm. Tato hodnota byla vypočítána podle rozestupů mezi prokovy s ohledem na co nejvyšší zachování příčných a podélných rozměrů a celistvý počet děr.



Obrázek 4.15: Rozměry struktury SIW [16].

U vlnovodu s mikropáskovým přechodem byly tedy zvoleny stejné průměry prokovů d = 2 mm a rozestupy mezi prokovy byly zvoleny jako p = 3,71 mm. *Šířka vlnovodu s mikropáskovým přechodem* se vypočítá podle vzorce 4.8:

$$a_{sm} = a_{RWG} - \frac{d^2}{0.95p_m} = 24,57.\,10^{-3} - \frac{2.\,10^{-6}}{0.95.3,71.\,10^{-3}} = 25,702mm\,,\tag{4.8}$$

kde  $a_{RWG}$  značí šířku obdélníkového vlnovodu, *d* je průměr prokovů a  $p_m$  je délka rozestupů mezi prokovy struktury SIW s mikropáskovým přechodem. Dále byla vypočítána přesnější hodnota této šířky, která dosahovala hodnoty  $a_{Sm} = 25,716$  mm a délka výsledné struktury bez přesahu pokovení byla vypočítána jako  $l_m = 174,37$  mm. Výsledná SIW štěrbinová anténa s koaxiálním přechodem je na Obrázek 4.16 a SIW štěrbinová anténa s mikropáskovým přechodem je na Obrázek 4.17.



Obrázek 4.16: SIW štěrbinová anténa s koaxiálním přechodem.



Obrázek 4.17: SIW štěrbinová anténa s mikropáskovým přechodem.

# 5 SROVNÁNÍ SIMULOVANÝCH A ZMĚŘENÝCH VÝSLEDKŮ

U obou navržených antén byly změřeny jejich průběhy činitelů odrazu  $S_{11}$  a směrové charakteristiky, které byly měřeny v bezodrazové komoře v laboratoři ústavu radioelektroniky. Přibližné uspořádání tohoto pracoviště je na Obrázek 5.1.



Obrázek 5.1: Zapojení pracoviště pro měření směrových charakteristik.

Měřená anténa se nachází na otočném podstavci s krokovým motorem, který je dále spojen s PC který jej ovládá a umožňuje tak nastavení požadovaného úhlu natočení měřené antény. Přijímací anténou byl čtvrtvlnný monopól, který je spojen s vysílací anténou přes vektorový obvodový analyzátor, který také posílá naměřená data do PC.

Při měření směrových charakteristik byla postupně měněna pozice a polarizace přijímací a vysílací antény. Při měření roviny E byla měřená anténa umístěna kolmo se zemí a její štěrbiny byly rovnoběžné se stěnami bezodrazové komory. Přijímací anténa byla umístěna stejně jako na Obrázek 5.1 a v tomto případě se jednalo o cross-polarizaci. Při měření co-polarizace v rovině E měřené antény byla přijímací anténa otočena o 90° směrem k nákresně. V dalším kroku pak zůstala přijímací anténa ve stejné pozici a měřená anténa se otočila o 90° také směrem k nákresně. V této pozici bylo možné změřit co-polarizaci v rovině H. Poslední kombinací možností natočení antén bylo vrácení přijímací antény do původní pozice, ve které byla změřena směrová charakteristika opět v rovině H.

# 5.1 Srovnání výsledků modelování a měření SIW štěrbinové antény s koaxiálním přechodem

U této antény došlo k mírnému posunu rozsahu frekvencí určujících šířku pásma směrem k vyšším hodnotám. Šířka pásma simulované antény dosahovala hodnoty BW = 254,82 MHz v rozsahu frekvencí od  $f_1$  = 5,524 GHz do  $f_2$  = 5.779 GHz. U měřené antény tedy byly tyto frekvence nižší a byla u ní naměřena šířka pásma BW = 269,27 MHz v rozsahu od  $f_1$  = 5,803 GHz do  $f_2$  = 5,534 GHz. Naměřený a simulovaný průběh činitelů odrazu S<sub>11</sub> jsou uvedeny na Obrázek 5.2



Obrázek 5.2: Simulovaný a změřený průběh činitele odrazu S<sub>11</sub>.

Šířka pásma simulované antény tedy dosahuje vyšší hodnoty, konkrétně o 14,45 MHz. V relativní míře dosahuje šířka pásma simulované antény BW = 4,51 % a u měřené antény BW = 4,75 %. U měřené antény tedy došlo ke zvětšení šířky pásma o 0,24 %. Na dalších obrázcích jsou uvedeny simulované a změřené směrové charakteristiky na frekvencích f = 5,5 GHz a f = 5,8 GHz a bylo provedeno jejich srovnání. Na Obrázek 5.9 je pak uvedena simulovaná směrová 3D charakteristika simulovaná na pracovní frekvenci  $f_{prec} = 5,6$  GHz. Z tohoto obrázku je také vidět, že simulovaná SIW štěrbinová anténa dosahuje zisku G = 12,6 dBi.



Obrázek 5.3: Simulovaná a změřená charakteristika na f = 5,5 GHz v rovině E.



Obrázek 5.4: Simulovaná a změřená charakteristika na f = 5,8 GHz v rovině E.



Obrázek 5.5: Změřené směrové charakteristiky s cross-polarizací v rovině E.



Obrázek 5.6: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na f = 5,5 GHz v rovině H.



Obrázek 5.7: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na f = 5,8 GHz v rovině H.



Obrázek 5.8: Cross-polarizace, rovina H



Obrázek 5.9: 3D směrová charakteristika SIW štěrbinové antény s koaxiálním přechodem.

#### 5.2 Výsledky modelování a měření SIW štěrbinové antény s mikropáskovým přechodem

Naměřené a simulované průběhy činitele odrazu S<sub>11</sub> jsou uvedeny na Obrázek 5.10. Šířka pásma simulovaného činitele odrazu dosahovala hodnoty BW = 351,41 MHz v rozmezí frekvencí  $f_1 = 5,416$  GHz až  $f_2 = 5,768$  GHz. U změřeného průběhu byla zjištěna šířka pásma BW = 377,38 MHz (BW = 6,73 %)v rozmezí hodnot frekvencí  $f_1 = 5,416$  GHz až  $f_2 = 5,794$  GHz. Šířka pásma změřeného průběhu tedy byla vyšší než šířka pásma simulovaného průběhu o hodnotu 25,97 MHz což je v relativní míře 0,45 %. U měřeného průběhu také došlo ke snížení hodnoty činitele odrazu S<sub>11</sub> o téměř 2 dB, konkrétněji o 0,856 dB.



Obrázek 5.10: Simulovaný a změřený průběh činitele odrazu S11.

Směrové charakteristiky této antény byly měřeny na frekvencích f = 5,5 GHz a f = 5,8GHz, které se nachází v pásmu Wi-Fi frekvencí standardu 802.11ac. Výsledná 3D charakteristika je uvedena na Obrázek 5.17: 3D směrová charakteristika SIW štěrbinové antény s mikropáskovým přechodem., kde je také možné vidět, že zisk této antény dosahuje hodnoty G = 12,4 dBi.



Obrázek 5.11: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na f = 5,5 GHz v rovině E.



Obrázek 5.12: Simulovaná a změřená charakteristika na f = 5,8 GHz v rovině E.



Obrázek 5.13: Změřené směrové charakteristiky s cross-polarizací v rovině E.



Obrázek 5.14: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na f = 5,5 GHz v rovině H.



Obrázek 5.15: Simulovaná a změřená směrová charakteristika na f = 5,8 GHz v rovině H.



Obrázek 5.16: Změřené směrové charakteristiky s cross-polarizací v rovině H.



Obrázek 5.17: 3D směrová charakteristika SIW štěrbinové antény s mikropáskovým přechodem.

#### 5.3 Srovnání výsledků všech simulovaných antén

Na Obrázek 5.18 jsou pro srovnání uvedeny průběhy činitelů odrazu  $S_{11}$  a v Tabulka 4 jsou uvedeny vybrané parametry výsledných simulovaných antén.



Obrázek 5.18: Srovnání simulovaných průběhů činitelů odrazů všech navržených antén

Z Tabulka 4 je vidět, že vlnovodná štěrbinová anténa dosahuje nejvyšších hodnot zisku, řádově o několik jednotek více než antény typu SIW, jejichž hodnoty se liší řádově v desetinách dBi. Nejvyšší šířky pásma opět dosahuje vlnovodná štěrbinová anténa a ve srovnání se SIW štěrbinovou anténou s koaxiálním přechodem dosahuje více než dvojnásobné šířky pásma.

	Zisk [dBi]	Šířka pásma [MHz]	Šířka pásma [%]
Vlnovodná štěrbinová anténa	14,5	568,07	10,19
SIW s mikropáskovým přechodem	12,4	351,41	6,28
SIW s koaxiálním přechodem	12,6	254,82	4,51
Wi-Fi 802.11 ac		910,00	16,97
Wi-Fi 802.11 ac v Evropě		520,00	9,56

Tabulka 4: Srovnání jednotlivých parametrů navržených antén

V Tabulka 4 jsou také pro srovnání uvedeny šířky bezlicenčního pásma U-NII (Unlicensed National Information Infrastructure), které používá technologie Wi-Fi standardu 802.11ac [22]. Šířku pásma technologie Wi-Fi standardu 802.11ac nesplňuje žádná z navržených antén. Jelikož se však Evropě nevyužívají všechny dostupné pásma, celková šířka pásma tohoto standardu je pro Evropu nižší. V tom případě by podmínku využití celého spektra standardu 802.11ac splňovala vlnovodná štěrbinová anténa.

# 6 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá návrhem tří typů antén. První navrženou anténou byla vlnovodná štěrbinová anténa, která se skládala z části samotné štěrbinové antény a přechodu koaxiálního vedení na tuto strukturu. Spojením a simulací těchto částí se podařilo dosáhnout hodnoty šířky pásma antény BW = 568,07 MHz (BW = 10,19 %), která splňuje podmínku využití celého kmitočtového spektra technologie Wi-Fi standardu 802.11ac. Ve srovnání s ostatními anténami tato anténa také dosahuje nejvyšší hodnoty zisku G = 14,5 dB.

Druhá část se zabývala návrhem a realizací SIW štěrbinové antény s mikropáskovým přechodem a skoaxiálním přechodem na tuto strukturu. V teoretické části byla nejprve popsána struktura a návrh vlnovodu integrovaného do substrátu a pozornost byla také věnována přechodům na strukturu SIW, zejména přechodu mikropáskového vedení na SIW, ale i přechodu pomocí koaxiálního vedení. Díky prodloužení přesahů pokovení vlnovodu se celkově podařilo zvýšit zisk o 0,452 dBi na hodnotu G = 12,498 dBi. Průběh činitele odrazu  $S_{11}$  samotné štěrbinové antény byl optimalizován změnou šířky, délky a odsazení štěrbin od osy vlnovodu. Bylo zjištěno, že zvětšování délky štěrbiny mělo největší vliv na šířku pásma antény a snížení odsazení štěrbiny od osy vlnovodu mělo největší vliv na snížení hodnoty činitele odrazu na pracovní frekvenci  $f_{prac} = 5,6$  GHz, což bylo ovšem v rozporu s požadavkem na co nejvyšší hodnotu šířky pásma antény. Šířka pásma navrženého přechodu koaxiálního vedení na strukturu SIW dosahovala hodnoty BW = 24,2 % a ve srovnání s šířkou pásma BW = 130,46 % navrženého a optimalizovaného mikropáskového přechodu byla tato šířka pásma relativně malá. Změřené směrové charakteristiky obou antény byly porovnány se simulovanými průběhy, které se ve většině případů lišili pouze v bočních lalocích. Směrovost antény s koaxiálním přechodem v rovině E činila  $2\theta_E = 109^\circ$  a směrovost antény s mikropáskovým přechodem v rovině E byla  $2\theta_{\rm E} = 107^{\circ}$ . Optimalizací SIW štěrbinové antény s koaxiálním přechodem se podařilo dosáhnout hodnoty zisku G = 12,6 dB s šířkou pásma BW = 254,82 MHz (BW = 4,51 %). SIW štěrbinová anténa s mikropáskovým přechodem dosahovala šířky pásma BW = 351,41 MHz, což je v přepočtu BW = 6,28 %. Hodnota zisku této antény byla obdobná jako u SIW štěrbinové antény s koaxiálním přechodem a dosahovala hodnoty G = 12.4 dB.

V poslední části bylo provedeno srovnání jednotlivých antén. Nejvhodnější anténou pro Wi-Fi standardu 802.11ac byla vlnovodná štěrbinová anténa, která pokrývá celou šířku pásma tohoto standardu v Evropě a dosahuje také nejvyššího zisku.

### LITERATURA

- [1] CABRIC, Danijela, Mike S.W. CHEN, David A. SOBEL, Stanley WANG, Jing YANG a Robert W. BRODERSEN. Novel Radio Architectures for UWB, 60 GHz, and CognitiveWireless Systems. 2006, roč. 2006, s. 18. DOI: 10.1155.
- BOZZI, Maurizio, Luca PERREGRINI, Ke WU a Paolo ARCIONI. Current and Future Research Trends in Substrate Integrated Waveguide Technology. 2009, vol. 18, NO. 2, s. 9.
- [3] Substrate integrated waveguide. In: [online]. Tucson, 2012, Updated May 3, 2012 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: http://www.microwaves101.com/encyclopedia/siw.cfm
- [4] ABOUSAIF, Ehab. Design and fabrication of substrate-integrated waveguide (SIW) filters using LTCC [online]. Moskva, 2011 [cit. 2013-05-16]. Dostupné z: http://www.mrc.uidaho.edu/~atkinson/ECE591/Fa2011/Presentations/Abousaif.pdf. University Of Idaho. Vedoucí práce David H. Atkinson, Ph.D.
- [5] BARAS, Torben a Arne F. JAKOB. Manufacturing Reliability of LTCC Millimeter-Wave Passive Components. 2008, Vol.56, NO.11, s. 8.
- [6] SZENDIUCH, Ivan. *Tlusté vrstvy: LTCC Low Temperature Cofired Ceramic*. Brno, 2012.
- [7] *Waveguide construction* [online]. Tuscon, 2012, 24.11.2012 [cit. 2013-05-20]. Dostupné z: http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguideconstruction.cfm
- [8] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika. Brno, 2002.
- [9] LÁČÍK, Jaroslav. Mikrovlnná technika. (přednáška). Brno: Vysoké učení technické v Brně, [2012-12-08]
- [10] Slot Antennas. In: *QSL.net* [online]. 2001 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: http://www.qsl.net/n1bwt/ch7\_part1.pdf
- [11] Building the 8+8 Slotted Waveguide. In: *Wikarekare* [online]. [cit. 2012-12-09]. Dostupné z: http://www.wikarekare.org/Antenna/8+8Waveguide.html
- [12] SIMANDL, Petr. Výroba štěrbinové sektorovky. In: [online]. [cit. 2012-12-05].
   Dostupné z: http://www.simandl.cz/stranky/czfreenet/anteny/sterbinovka/sterbinovka.htm

- [13] A. BALANIS, Constantine. *Antenna Theory: Analysis and design.* 2. vyd. New York: Wiley, 1997. ISBN 0-471-59268-4.
- [14] XU, Feng a Ke WU. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. *Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide*. 2005, vol.53, NO.1, s. 8.
- [15] UCHIMURA, Hiroshi, Takeshi TAKENOSHITA a Mikio FUJII. Development of a "Laminated Waveguide". *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*. 1998, Vol. 46, NO. 12, s. 6.
- [16] DESLANDES, Dominic a Ke WU. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide. 2006, Vol. 54, NO. 6, s. 11.
- [17] XU, Feng a Ke WU. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. *Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide*. 2005, Vol. 53, NO. 1, s. 8.
- [18] MORINI, Antonio, Marco FARINA, Cristian CELLINI, Tullio ROZZI a Giuseppe VENANZONI. Design of Low-Cost non-radiative SMA-SIW Launchers. *Proceedings of the 36th European Microwave Conference*. 2006, s. 4.
- [19] DESLANDES, D. Design equations for tapered microstrip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions . In *Microwave Symposium Digest*, 2010 IEEE MTT-S International [online]. Anaheim, CA : Dept. of Comput. Sci., Univ. du Quebec a Montreal, Montreal, QC, s. 704-707. ISBN 978-1-4244-6057-1, doi:10.1109/MWSYM.2010.5517884.
- [20] NOVÁČEK, Zdeněk. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení : Přednášky*. Vyd. 1. Brno: VUT v Brně, 2006. 133 s. ISBN 80-214-3301-9.
- [21] MILLIGAN, Thomas A. *Modern Antenna Design*. 2nd edition. New Jersey : A John Wiley & Sons, Inc., 2005. 614 s. ISBN 0-471-45776-0, 978-0-471-45776-3.

[22] U-NII. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 25.4.2013 [cit. 2013-05-30]. Dostupné z: http://en.wikipedia.org/wiki/U-NII#cite\_note-fcc1-6.

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

SIW	Substrate Integrated Waveguide, vlnovod integrovaný do substrátu			
RWG	Rectangular Waveguide, obdélníkový vlnovod			
Wi-Fi	označení standardu IEEE 802.11 popisující bezdrátovou komunikaci v počítačových sítích			
LTCC	Low-Temperature Co-fired Ceramic, nízkoteplotní vypalování na keramickém substrátu			
PCB	Printed Circuit Board, technologie tištění plošných spojů			
SiB	Systém on Board, koncept elektronického systému na jednom plošném spoji			
SiC	Systém in Chip, koncept elektronického systému zabudovaného do čipu			
SMA	SubMiniature version A, subminiaturní verze A			
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure, bezlicenční národníinformační infrastruktura			
$f_{ m krit}$	Kritický (mezní) kmitočet vlnovodu			
$\lambda_{ m krit}$	Kritická (mezní) vlnová délka vlnovodu			
$\lambda_{ m g}$	Délka vlny ve vlnovodu			
$f_{\rm prac}$	Pracovní frekvence vlny			
$\lambda_{ m prac}$	Pracovní délka vlny			
$\lambda_{gs}$ ,	Délka pracovní vlny ve vlnovodu integrovaném do substrátu			
$Z_0$	Charakteristická impedance			
$g_1$	Vodivost jednotlivých slotů			
Ν	Počet slotů			
<i>g</i> <sub>2</sub>	Celková vodivost slotů			
arg	Argument			
x	Odsazení proudové sondy od osy vlnovodu			
$W_{\rm S}$	Šířka slotu			
Ss	Vzájemná vzdálenost slotů			
L <sub>S</sub>	Délka slotu			
l	Délka vlnovodu			
G	Zisk			
$S_{11}$	Činitel odrazu na vstupu			
$S_{21}$	Činitel přenosu v přímém směru			

Šířka pásma
Transverzálně elektrická a magnetická vlna (vid)
Vidová čísla
Rozsah mezi jednotlivými prokovy
Průměr prokovů
Efektivní permitivita
Relativní permitivita
Příčné rozměry klasického vlnovodu
Poloměr vnitřního vodiče
Poloměr vnějšího vodiče
Výška vlnovodu SIW
Šířka ekvivalentního vlnovodu SIW
Šířka SIW
Šířka SIW s mikropáskovým přechodem
Šířka SIW s koaxiálním přechodem
Šířka mikropáskového přechodu
Šířka ekvivalentního mikropáskového vlnovodu
Šířka mikropáskového vedení
Charakteristická impedance volného prostoru

# SEZNAM PŘÍLOH

A	Přehled typů vonovodů podle kmitočtového rozsahu	55
B	Fotografie realizované antény s koaxiálním přechodem	56
С	Fotografie realizované antény s mikropáskovým přechodem	57

## A PŘEHLED TYPŮ VONOVODŮ PODLE KMITOČTOVÉHO ROZSAHU

Rozsah	Vnitřní rozměr	Vnitřní rozměr	Oficiální označení		
GHz	[inches]	[mm]	I.E.C	U.K. (RCSC)	<b>U.S.</b> (EIA)
0.32 - 0.49	23.0 x 11.0	584.0 x 292.0		WG00	WR2300
0.35 - 0.53	21.0 x 10.5	533.0 x 267.0		WG0	WR2100
0.41 - 0.625	18.0 x 9.0	457.0 x 229 0		WG1	WR1800
0.49 - 0 75	15.0 x 7.5	381.0 x 191.0		WG2	WR1500
0.64 - 0.96	11.5 x 5.75	292.0 x 146 0		WG3	WR1150
0.75 - 1.12	9.75 x 4.875	248.0 x 124.0		WG4	WR975
0.96 - 1.45	7.7 x 3.85	196.0 x 98.0		WG5	WR770
1.12 - 1.7	6.5 x 3.25	165.0 x 83.0	R14	WG6	WR650
1.45 - 2.2	5.1 x 2.55	131.0 x 65.0	R18	WG7	WR510
1.7 - 2.6	4.3 x 2.15	109.0 x 55.0	R22	WG8	WR430
2.2 - 3.3	3.4 x 1.7	86.0 x 43.0	R26	WG9A	WR340
2.6 - 3.95	2.84 x 1.34	72.0 x 34.0	R32	WG10	WR284
3.3 - 4.9	2.29 x 1.145	59.0 x 29.0	R40	WG11A	WR229
3.95 - 5.85	1.872 x 0.872	48.0 x 22.0	R48	WG12	WR187
4.9 - 7.05	1.59 x 0.795	40.0 x 20.0	R58	WG13	WR159
5.85 - 8.2	1.372 x 0.622	35.0 x 16.0	R70	WG14	WR137
7.05 - 10.0	1.122 x 0.497	29.0 x 13.0	R84	WG15	WR112
8.2 - 12.4	0.9 x 0.4	23.0 x 10.0	R100	WG16	WR90
10.0 - 15.0	0.75 x 0.375	19.0 x 9.5	R120	WG17	WR75
12.4 - 18.0	0.622 x 0.311	16.0 x 7.9	R140	WG18	WR62
15.0 - 22.0	0.510 x 0.255	13.0 x 5.8	R180	WG19	WR51
18.0 - 26.5	0.420 x 0.170	11.0 x 4.3	R220	WG20	WR42
22.0 - 33.0	0.340 x 0.170	8.6 x 4.3	R260	WG21	WR34
26.5 - 40.0	0.280 x 0.140	7.1 x 3.6	R320	WG22	WR28
33.0 - 50.0	0.224 x 0.112	5.7 x 2.9	R400	WG23	WR22
40.0 - 60.0	0.188 x 0.094	4.8 x 2.4	R500	WG24	WR19
50.0 - 75.0	0.148 x 0.074	3.8 x 1.9	R620	WG25	WR15
60.0 - 90.0	0.122 x 0.061	3.1 x 1.6	R740	WG26	WR12
75.0 - 110.0	0.100 x 0.050	2.4 x 1.3	R900	WG27	WR10
90.0 - 140.0	0.080 x 0.040	2.0 x 1.0	R1200	WG28	WR8
110.0 - 170.0	0.065 x 0.0325	1.7 x 0.82		WG29	WR7
140.0 - 220.0	0.051 x 0.0255	1.3 x 0.65		WG30	WR5
170.0 - 260.0	0.043 x 0.0215	1.1 x 0.55		WG31	WR4
220.0 - 325.0	0.034 x 0.017	0.87 x 0.44		WG32	WR3

Tabulka 4: Přehled typů vlnovodů podle kmitočtového rozsahu

## B FOTOGRAFIE REALIZOVANÉ ANTÉNY S KOAXIÁLNÍM PŘECHODEM





## C FOTOGRAFIE REALIZOVANÉ ANTÉNY S MIKROPÁSKOVÝM PŘECHODEM



