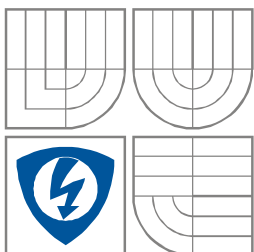




VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNNÍ ŘADA NA BÁZI VLNOVODU INTEGROVANÉHO DO SUBSTRÁTU

SLOT ANTENNA ARRAY BASED ON SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR SEDLÁČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. TOMÁŠ MIKULÁŠEK

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Petr Sedláček

ID: 106761

Ročník: 2

Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Štěrbínová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte princip činnosti, vlastnosti a postup návrhu štěrbinové antény na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW). Seznamte se také se způsoby napájení této antény.

Navrhňte, modelujte a optimalizujte štěrbinovou anténní řadu 2x2.

Výslednou strukturu z předchozího kroku řešení realizujte a proměřte. Porovnejte a diskutujte výsledky měření s hodnotami získanými modelováním antény na počítači.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design. 2/E. New York: John Wiley & Sons, 1996. ISBN 0-471-59268-4.

[2] YAN, L., HONG, W., HUA, G., CHEN, J., WU, K., CUI, T. J. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2004, vol. 14, no. 9, p. 446-448. ISSN 1531-1309.

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 18.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá návrhem štěrbinové anténní řady na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW). V práci jsou rozebrány různé způsoby napájení antény a samotný postup návrhu antény. Anténní řada byla navržena v simulačním programu Ansoft HFSS pro Wi-Fi pásmo 5 GHz. Optimalizovanými parametry antény jsou impedanční šířka pásma (minimalizace hodnoty činitele odrazu na vstupu antény v celém pracovním pásmu) a zisk (maximální hodnota). Výsledkem práce jsou 3 prototypy anténních řad na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu, anténní řada 2x1, 2x2 a anténní řada 2x2 doplněná o ochranný box pro venkovní použití. Práce obsahuje srovnání simulovaných a měřených parametrů realizovaných antén.

KLÍČOVÁ SLOVA

Štěrbínová anténa, anténní řada, vlnovod integrovaný do substrátu - SIW, Babinetův princip

ABSTRACT

The Master's Thesis deals with the design of slot antenna array based on the substrate integrated waveguide (SIW). Various supply methods are described and the design procedure is approached. The antenna array was designed for Wi-Fi band of 5 GHz in the Ansoft HFSS simulation software. The optimized parameters are impedance bandwidth (low reflection coefficient at antenna input in the desired frequency band) and the gain (the maximum value). As the result of the work 3 antenna arrays based on the substrate integrated waveguide are designed and fabricated: antenna arrays 2x1, 2x2 and antenna array 2x2 supplemented with housing for outdoor use. The work also contains a comparison of simulated and measured parameters of antennas.

KEYWORDS

Slot antenna, antenna array, substrate integrated waveguide -SIW, Babinet's principle

SEDLÁČEK, P. *Štěrbínová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2012. 102 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Tomáš Mikulášek.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma Štěrbínová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 16. května 2012

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrální práce Ing. Tomáši Mikuláškově za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 16. května 2012

.....
podpis autora

Výzkum realizovaný v rámci této diplomové práce byl finančně podpořen projektem CZ.1.07/2.3.00/20.0007 **Wireless Communication Teams** operačního programu **Vzdělávání pro konkurenceschopnost**.



INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

Finanční podpora byla poskytnuta Evropským sociálním fondem a státním rozpočtem České republiky.

Obsah

Obsah	vii
Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xiii
Úvod	1
1 Vlnovod integrovaný do substrátu	2
1.1 Vedení typu vlnovod.....	2
1.2 Základní parametry vlnovodů.....	2
1.3 Šíření vln ve vlnovodu.....	4
1.4 Parametry dielektrického substrátu.....	6
1.4.1 Relativní permitivita.....	6
1.4.2 Činitel jakosti.....	7
1.4.3 Ztrátový činitel.....	8
1.4.4 Hlavní uvažované ztráty u SIW.....	9
1.5 Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu.....	9
2 Přejchod mezi SIW a standardními typy vedení	12
2.1 Přejchod koaxiálního vedení na SIW.....	12
2.2 Přejchod mikropáskového vedení na SIW.....	14
2.3 Přejchod koplanárního vlnovodu na SIW.....	16
3 Štěrbinové antény na bázi SIW	19
3.1 Princip činnosti štěrbinové antény.....	19
3.2 Babinetův princip.....	21
3.3 Typy štěrbinových antén.....	23
3.4 Postup návrhu ŠA buzené pomocí SIW.....	24
4 Návrh a realizace anténní řady 2x1	26
4.1 Výběr substrátu.....	26
4.2 Volba poměru pracovního a kritického kmityčtu.....	28
4.3 Vliv přesahů pokovení.....	29
4.4 Závislost šířky štěrbin na šířce pásma.....	31
4.5 Modifikace antény za účelem zvětšení šířky pásma.....	34

4.5.1	Dvojnásobná tloušťka substrátu.....	35
4.5.2	Štěrbina tvaru motýlek.....	36
4.6	Koaxiální přechod na vlnovod.....	38
4.6.1	Analýza koaxiálního přechodu na vlnovod	38
4.6.2	Připojení přechodu k štěrbinové anténní řadě.....	40
4.6.3	Volba přesahu pokovení ze strany ideálního portu.....	42
4.6.4	Vliv prodlužování vlnovodu antény na šířku pásma	43
4.7	Konverze anténní řady 2x1 na strukturu SIW	44
4.8	Srovnání výsledků simulace a měření antény.....	47
5	Návrh a realizace anténní řady 2x2	51
5.1	Konfigurace anténní řady 2x2.....	51
5.2	Optimalizace napájecího Y-článku.....	52
5.3	Optimalizace šířky pásma anténní řady 2x2	54
5.4	Optimalizace zisku velikostí přesahu pokovení.....	57
5.5	Konverze anténní řady 2x2 na strukturu SIW	58
5.6	Srovnání výsledků ze simulací a měření.....	60
5.7	Doplnění anténní řady 2x2 o box pro venkovní použití	63
5.8	Optimalizace polohy antény v boxu	66
5.9	Výroba a měření koaxiálního kabelu SMA/SMA.....	67
5.10	Srovnání výsledků ze simulace a měření	68
5.11	Ověření funkčnosti antény v praxi.....	73
6	Závěr	76
	Literatura	77
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	79
	Seznam příloh	82

Seznam obrázků

Obr. 1 Typy průřezů vlnovodů [2].....	2
Obr. 2 Šíření vlny v dielektrickém vlnovodu [4].....	4
Obr. 3 Šíření vlny mezi stěnami vlnovodu [4].....	4
Obr. 4 Závislost účinnosti a šířky pásma antény na použitém dielektriku [5].....	7
Obr. 5 Závislost činitele jakosti na tloušťce dielektrického substrátu s $\varepsilon_r = 2,55$ [5].....	8
Obr. 6 Fázorový diagram kondenzátoru se ztrátovým dielektrikem [6].....	8
Obr. 7 Rozložení elektrického pole vidů TE ve struktuře SIW	10
Obr. 8 Přechod z obdélníkového vlnovodu na SIW [15].....	10
Obr. 9 Umístění proudové sondy v obdélníkovém vlnovodu [3]	12
Obr. 10 Přechod koaxiálního vedení na strukturu SIW a) a jeho 3 branový model b) [10].....	13
Obr. 11 Finální podoba přechodu koaxiálního vedení – SIW a jeho model se 2 branami [10].....	14
Obr. 12 Přechod z mikropáskového vedení na strukturu SIW [12].....	14
Obr. 13 Graf optimálních rozměrů v závislosti na poměru hodnot permitivity (vlevo), závislost činitele odrazu přechodu mikropásek – SIW na normalizované frekvenci (vpravo) [12]	15
Obr. 14 Přechod GCPW na SIW s proudovou sondou a jeho parametry [13]	17
Obr. 15 Štěrbínové antény a typ mikropáskové anténní soustavy [4]	19
Obr. 16 Směrové vyzářovací charakteristiky a) dipólu a b) štěrbin [5], [14]	20
Obr. 17 Rozložení proudu na dipólu pro různé vlnové délky [14]	20
Obr. 18 Babinetův princip s elektrickými zdroji v neohrazeném prostředí [5].....	22
Obr. 19 Půlvlnný dipól a jeho komplement štěrbinová anténa [5]	23
Obr. 20 Modifikace tvaru štěrbin za účelem širokopásmovosti antény [5]	23
Obr. 21 Základní typy štěrbinových antén napájených mikropáskovým vedením [15]	24
Obr. 22 Základní typy štěrbinových antén buzené koplánárním vedením [15].....	24
Obr. 23 Geometrické parametry štěrbinové antény se SIW [16].....	25
Obr. 24 Model antény s jednou štěrbinou se substrátem CuClad 217.....	27
Obr. 25 Srovnání parametru s_{11} pro dva různé substráty.....	28
Obr. 26 Srovnání parametru s_{11} pro dva různé poměry f_{prac}/f_{krit}	29
Obr. 27 Model antény s přesahy pokovení	29
Obr. 28 Závislost zisku a činitele odrazu na délce přesahů pokovení antény	30
Obr. 29 Závislost činitele odrazu pro antény s různým přesahem pokovení.....	30

Obr. 30 Uvažovaný model antény se dvěma štěrbinami pro $c = 2,3$ mm	31
Obr. 31 Průběh činitele odrazu antény s jednou štěrbinou pro různé šířky štěrbin 32	32
Obr. 32 Závislost impedanční šířky pásma antény na šířce štěrbin 34	34
Obr. 33 Průběh činitele odrazu antény se dvěma štěrbinami pro různé šířky štěrbin. 34	34
Obr. 34 Uvažovaný model antény se dvěma štěrbinami pro $2 \cdot h = 3,048$ mm	35
Obr. 35 Průběh činitele odrazu pro dvě různé tloušťky substrátu h	36
Obr. 36 Průběh činitele odrazu pro dvě různé tloušťky substrátu h	36
Obr. 37 Model antény s motýlkovými štěrbinami	37
Obr. 38 Srovnání činitele odrazu pro klasický a motýlkový motiv tvaru štěrbin 38	38
Obr. 39 Model koaxiálního přechodu na konvenční vlnovod – pohled ze spodní strany	39
Obr. 40 Vstupní impedance modelovaného SMA konektoru.....	39
Obr. 41 Závislost činitele odrazu a činitele přenosu koaxiálního přechodu na vlnovod 40	40
Obr. 42 Model antény s koaxiálním konektorem SMA, horní (vlevo) a spodní pohled (vpravo).....	40
Obr. 43 Závislost činitele odrazu pro anténu napájenou koaxiálním konektorem SMA	41
Obr. 44 Závislost činitele odrazu antény s SMA konektorem pro $c = 2,0$ mm.....	42
Obr. 45 Model antény pro analýzu přesahu pokovení ze strany portu a prodloužení délky vlnovodu e	42
Obr. 46 Závislost zisku a činitele odrazu na délce přesahu pokovení	43
Obr. 47 Závislost činitele odrazu pro různé délky vlnovodu antény e	44
Obr. 48 Finální model antény s konvenčním vlnovodem před konverzí na SIW	44
Obr. 49 Geometrické poměry konvenčního vlnovodu a struktury SIW	45
Obr. 50 Model konečné verze anténní řady 2x1 se SIW	46
Obr. 51 Srovnání činitele odrazu pro anténu s konvenčním vlnovodem a se SIW.....	46
Obr. 52 Srovnání vyzářovacího diagramu v E rovině, $f=5,6$ GHz.....	47
Obr. 53 Model anténní řady 2x1 v CST MWS	47
Obr. 54 Simulovaný a změřený činitel odrazu s_{11} anténní řady 2x1	48
Obr. 55 Simulované 3D směrové charakteristiky HFSS (vlevo) a CST (vpravo), $f = 5,6$ GHz	48
Obr. 56 Simulované směrové charakteristiky v E a H rovině, $f = 5,47$ GHz.....	49
Obr. 57 Simulované směrové charakteristiky v E a H rovině, $f = 5,60$ GHz.....	49
Obr. 58 Simulované směrové charakteristiky v E a H rovině, $f = 5,725$ GHz.....	49
Obr. 59 Konfigurace anténní řady 2x2 s pevnými stěnami	51

Obr. 60 Model napájecího Y-článku s vlnovodným portem	52
Obr. 61 Závislost činitele odrazu s_{11} a činitelů přenosu s_{12} , s_{13} napájecího Y-článku s vlnovodným portem	52
Obr. 62 Model napájecího Y-článku s SMA konektorem	53
Obr. 63 Závislost činitele odrazu s_{11} a činitelů přenosu s_{12} , s_{13} napájecího Y-článku s SMA konektorem	53
Obr. 64 Model anténní řady 2x2 s napájecím Y-článkem a SMA konektorem.....	54
Obr. 65 Průběh činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 s šířkou štěrbin $c = 2,0$ mm	54
Obr. 66 Průběh činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 s šířkou štěrbin $c = 4,7$ mm	55
Obr. 67 Model anténní řady 2x2 pro posunu štěrbin mimo maxima elektromagnetického pole	56
Obr. 68 Průběhy činitele odrazu pro různé hodnoty parametru Δy	57
Obr. 69 Model anténní řady 2x2 pro rozmítání přesahů pokovení	57
Obr. 70 Závislost zisku a činitele odrazu na délce přesahu pokovení	58
Obr. 71 Model anténní řady 2x2 s pevnými stěnami před konverzí na SIW.....	58
Obr. 72 Model anténní řady 2x2 se strukturou SIW a jejími rozměry	59
Obr. 73 Srovnání průběhu činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 s RWG a SIW.....	59
Obr. 74 Srovnání vyzářovací charakteristiky v E rovině pro obě antény, $f = 5,6$ GHz. 60	
Obr. 75 Model anténní řady 2x2 se SIW v CST	60
Obr. 76 Srovnání průběhů činitele odrazu ze simulací a měření	61
Obr. 77 Simulované 3D směrové charakteristiky anténní řady 2x2 HFSS (vlevo) a CST (vpravo), $f = 5,6$ GHz.....	61
Obr. 78 Směrové charakteristiky pro $f = 5,47$ GHz pro oba programy	62
Obr. 79 Směrové charakteristiky pro $f = 5,60$ GHz pro oba programy	62
Obr. 80 Směrové charakteristiky pro $f = 5,725$ GHz pro oba programy	62
Obr. 81 Geometrické rozměry Gentle Box JE - 200.....	63
Obr. 82 Změřené parametry anténního boxu JE – 200 pro venkovní použití.....	64
Obr. 83 Model anténní řady 2x2 s boxem	64
Obr. 84 Vliv boxu na činitel odrazu anténní řady SIW 2x2	65
Obr. 85 Vliv boxu na vyzářovací diagram v E rovině anténní řady SIW 2x2, $f = 5,6$ GHz	65
Obr. 86 Vliv boxu na vyzářovací diagram v H rovině anténní řady SIW 2x2, $f = 5,6$ GHz	65
Obr. 87 Model anténní řady v rovině XZ pro optimalizaci polohy v boxu	66
Obr. 88 Závislost činitele odrazu pro optimalizaci polohy antény v boxu	66
Obr. 89 Boční pohled na model anténní řady 2x2 s boxem a koaxiálním kabelem pro	

napájení antény	67
Obr. 90 Činitel přenosu vyrobeného koaxiálního kabelu SMA/SMA.....	68
Obr. 91 Vyrobený koaxiální kabel SMA/SMA, rozměr v mm.....	68
Obr. 92 Model anténní řady 2x2 s boxem v CST	69
Obr. 93 Simulovaný a měřený průběh činitele odrazu anténní řady 2x2 s boxem	69
Obr. 94 Simulované 3D směrové charakteristiky anténní řady 2x2 s boxem HFSS (vlevo) a CST (vpravo), $f = 5,6$ GHz	70
Obr. 95 Směrové charakteristiky v E a H rovině pro oba programy, $f = 5,725$ GHz	70
Obr. 96 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v E rovině, $f = 5,47$ GHz	71
Obr. 97 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v E rovině, $f = 5,6$ GHz	71
Obr. 98 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v E rovině, $f = 5,725$ GHz ...	72
Obr. 99 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v H rovině, $f = 5,6$ GHz.....	72
Obr. 100 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v H rovině, $f = 5,6$ GHz	72
Obr. 101 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v H rovině, $f = 5,725$ GHz..	73
Obr. 102 GentleBox JC – 217 UF.....	74
Obr. 103 Vnitřní (vlevo) a venkovní (vpravo) pohled na instalovanou anténní řadu 2x2 s boxem	74
Obr. 104 Parametry připojení pro komerční anténu (nahore) a pro anténní řadu 2x2 s boxem (dole).....	75

Seznam tabulek

Tab. 1 Parametry vybraných substrátů [18], [19]	26
Tab. 2 Srovnání vypočtených a odečtených parametrů pro dva substráty s různou permitivitou.....	28
Tab. 3 Srovnání vypočtených a odečtených parametrů pro dva různé poměry f_{prac}/f_{krit}	29
Tab. 4 Odečtené šířky pásma pro dvě hodnoty přesahu pokovení	31
Tab. 5 Srovnání parametrů antény s jednou štěrbinou pro různé šířky štěrbin	32
Tab. 6 Srovnání parametrů antén s jednou a dvěma štěrbinami, $c = 2,3$ mm.....	32
Tab. 7 Srovnání parametrů antén se dvěma štěrbinami pro různé šířky štěrbin.....	33
Tab. 8 Srovnání parametrů antény se dvěma štěrbinami pro různé tloušťky substrátu.	35
Tab. 9 Parametry antény s motýlkovým motivem štěrbin.....	37
Tab. 10 Optimalizované parametry polohy SMA konektoru	39
Tab. 11 Parametry antén s SMA konektorem pro různé šířky štěrbin.....	41
Tab. 12 Hodnoty šířky pásma pro různé délky vlnovodu antény	43
Tab. 13 Výsledné parametry anténní řady 2x1 se strukturou SIW	45
Tab. 14 Srovnání šířky pásma a zisku pro oba finální typy antén	46
Tab. 15 Srovnání šířky pásma modelu a reálné antény 2x1 se SIW.....	48
Tab. 16 Srovnání hodnot zisků anténní řady 2x1 pro různé frekvence	50
Tab. 17 Optimalizované parametry polohy SMA konektoru u napájecího Y-článku ...	53
Tab. 18 Srovnání vlivu šířky štěrbin na šířku pásma.....	55
Tab. 19 Vliv polohy štěrbin mimo maxima elektromagnetického pole na šířku pásma	56
Tab. 20 Výsledné parametry konverze anténní řady 2x2 na strukturu SIW	58
Tab. 21 Srovnání šířky pásma modelu a reálné anténní řady 2x2 se SIW	61
Tab. 22 Srovnání hodnot zisků anténní řady 2x1 pro různé frekvence	63
Tab. 23 Hodnoty zisku a šířek hlavních laloků směrové charakteristiky	66
Tab. 24 Srovnání parametrů doladěné anténní řady 2x2 s boxem.....	67
Tab. 25 Srovnání šířky pásma modelu a reálné anténní řady 2x2 SIW s boxem	70
Tab. 26 Srovnání hodnot zisků anténní řady 2x2 s boxem pro různé frekvence.....	73

Úvod

V posledních letech získávají větší zájem bezdrátové systémy a komponenty v oblasti milimetrových vln. Většina těchto systémů závisí na efektivní, cenově dostupné technologii, vhodné pro hromadnou výrobu. Jádrem těchto systémů je aktivní část, která zahrnuje komponenty, jako jsou lokální oscilátory, směšovače, nízkošumové zesilovače a další. Tyto komponenty mohou být v dnešní době integrovány v čipové sadě za poměrně nízkou cenu. Přesto existují významné komponenty, které nemohou být integrovány, jako jsou antény, selektivní filtry a výkonové zesilovače, z důvodu velikosti či požadovaného výkonu. Při nižších frekvencích jsou tyto komponenty vyrobeny planárními technologiemi, ale při frekvencích vyšších jak 30 GHz dochází již k vysokým přenosovým ztrátám a vyzářování.

Slibný kandidát pro rozvoj obvodů a komponent pracujících v oblasti mikrovln je SIW (z angl. Substrate Integrated Waveguide) – vlnovod integrovaný do substrátu. Struktura SIW je většinou tvořena dvěma řadami vodivých válců (prokovů) v dielektrickém substrátu spojující oboustranné pokovení substrátu. Tím je tvořen klasický obdélníkový vlnovod RWG (z angl. Rectangle Waveguide) v planární formě. Pomocí této technologie mohou vznikat planární verze obvodů, jako jsou oscilátory, filtry, směrové odbočnice, výkonové zesilovače, antény a další. SIW struktura vykazuje podobné vlastnosti jako klasické obdélníkové vlnovody, včetně rozložení elektromagnetického pole a rozptylových parametrů. Řešení vlnovodných komponent se strukturou SIW umožňuje podstatné snížení velikosti a hmotnosti součástek oproti realizaci s klasickým vlnovodem. U struktury SIW lze dosáhnout nižších či srovnatelných ztrát jako u tradičních mikropáskových struktur. Navíc struktura SIW zachovává většinu výhod konvenčních kovových vlnovodů, zejména vysoký činitel jakosti a možnost zpracování vysokého výkonu. Výhodou SIW technologie je možnost integrace všech komponent pasivních, aktivních či antén na jeden substrát. Není zde potřeba přechodů mezi elementy vyrobenými různými technologiemi, což redukuje ztráty [1].

Práce se zabývá teorií a návrhem šěrbinové anténní řady buzené pomocí vlnovodu integrovaného v substrátu (SIW) pro aplikaci Wi-Fi v pásmu 5 GHz. Teoretická část práce je věnována rozboru vedení typu vlnovod, jeho parametrům a principům šíření vlny ve vlnovodu. V této části je i zmínka o vlastnostech dielektrických substrátů, především o jeho ztrátových parametrech, jelikož bude v práci navrhován a realizován vlnovod integrovaný do substrátu. Dále je zde uvedeno několik druhů přechodů různých typů vedení na strukturu SIW a srovnány jejich vlastnosti. Jako nejběžnější přechody jsou uvedeny koaxiální vedení na SIW, mikropáskové vedení na SIW a koplanární vlnovod na SIW.

V praktické části práce je nejprve proveden návrh a vytvořen model šěrbinové anténní řady 2x1 v programu Ansoft HFSS. Anténa byla vyrobena a její vlastnosti jsou ověřeny měřením. Práce pokračuje návrhem anténní řady 2x2 s napájecím Y-článkem, její optimalizací a doplněním navržené anténní řady 2x2 o univerzální box pro venkovní použití. U realizované finální verze antény 2x2 s boxem jsou její vlastnosti ze simulací ověřeny měřením směrových charakteristik a činitele odrazu na vstupu antény.

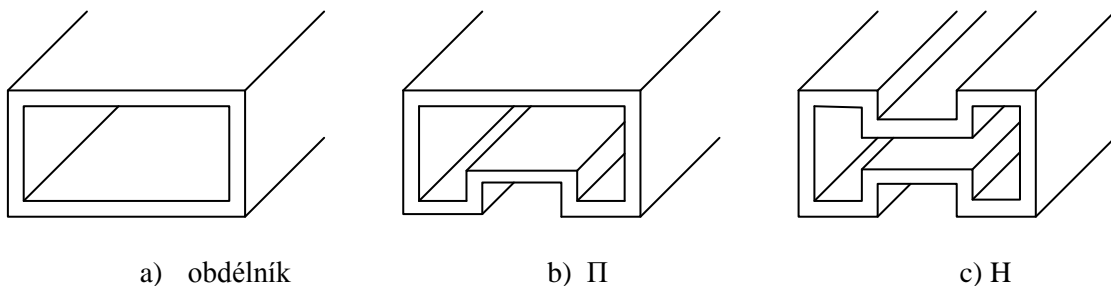
1 Vlnovod integrovaný do substrátu

V kapitole je rozebrána problematika šíření vlny ve vlnovodu a jejich základní parametry. Jelikož je cílem projektu vyrobit anténu s integrovaným vlnovodem v substrátu, kapitola pojednává i o některých parametrech dielektrického materiálu. Na konci kapitoly je uveden princip struktury SIW a přepočet konvenčního vlnovodu na strukturu SIW s prokovení místo elektrických, kovových stěn.

1.1 Vedení typu vlnovod

Vlnovod je typ vedení, u kterého je příčný rozměr srovnatelný s délkou vlny. Proto je použití tohoto typu vedení efektivní až v oblasti centimetrových vln tedy na frekvencích řádů gigahertzů, kde již klasické koaxiální kabely mají příliš velký útlum. Jeho charakteristickým znakem je, že se v něm může vlna šířit až od kmitočtu vyššího než je tzv. mezní či kritický kmitočet. Vlnovody lze rozdělit dle použitého materiálu na kovové a dielektrické.

U kovových vlnovodů se jedná o trubice libovolného průřezu, nejčastěji obdélníkového. Pro širokopásmové vlnovody se vyrábí v průřezu písmene H nebo Π , ale za cenu menšího přeneseného výkonu viz Obr. 1. Používají se hlavně v oblasti radiolokátorů a systémů družicové komunikace [2].



Obr. 1 Typy průřezů vlnovodů [2]

1.2 Základní parametry vlnovodů

Ideálním vlnovodem se mohou šířit vlny bez útlumu, pokud je jejich kmitočet v pásmu propustnosti daného vlnovodu a splňuje podmínku (1.1). Zatímco kritická vlnová délka λ_{krit} závisí pouze na příčných rozměrech vlnovodu, tak kritický kmitočet f_{krit} závisí i na materiálových konstantách ϵ , μ daného prostředí vlnovodu viz vztah (1.11).

$$f_{prac} > f_{krit} \quad \text{případně} \quad \lambda_{prac} < \lambda_{krit} \quad (1.1)$$

Rychlost, s níž se v podélném směru vlnovodu pohybují místa konstantní fáze, se nazývá *fázová rychlost* v_f (1.2).

$$v_f = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} \quad (1.2)$$

kde $c = 1/(\epsilon\mu)^{1/2}$ je rychlost světla ve vakuu, pro vzduch $c = 3 \cdot 10^8 m/s$, λ_{prac} je délka šířící se vlny. V pásmu propustnosti vlnovodu se dle vztahu 2.2 bude vlna šířit rychlostí větší, než je rychlost světla. Rychlost přenosu energie vlny, či rychlost skupiny kmitočtů například modulační obálky v podélném směru vlnovodu se vyjadřuje skupinovou rychlostí v_{sk} (1.3).

$$v_{sk} = c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2} = c \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2} \quad (1.3)$$

V pásmu propustnosti je $f > f_{krit}$ je skupinová rychlost v_{sk} vždy menší jak rychlost světla c . Vzdálenost, kterou vlna urazí fázovou rychlostí za dobu jedné periody, se nazývá *délka vlny ve vlnovodu* λ_g (1.4).

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} \quad (1.4)$$

Ze vztahu vyplývá, že délka vlny ve vlnovodu bude delší, než délka vlny ve volném prostředí. Zřejmě je to dáno zvětšením fázové rychlosti nad hodnotu rychlosti světla.

V dutém kovovém vlnovodu existuje několik příčin nenulového útlumu. *Útlum vlnovodu vlivem nedokonalé vodivých stěn* je zapříčiněn povrchovým jevem na stěnách vlnovodu pro velmi vysoké kmitočty. Tyto ztráty lze charakterizovat například *hloubkou vniku* δ [3].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu_v \cdot \sigma_v}} \quad (1.5)$$

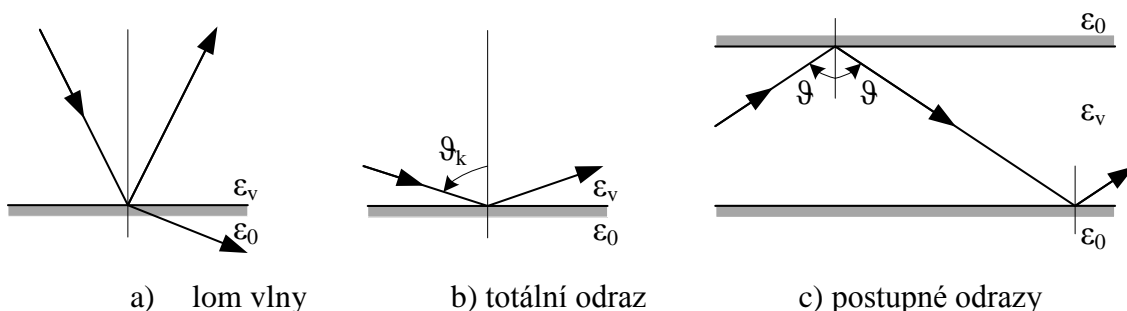
kde μ_v a σ_v jsou permeabilita a specifická vodivost daného materiálu stěn vlnovodu. Dalším typem útlumu je *útlum vlivem ztrátového dielektrika*, který je způsoben nenulovou měrnou vodivostí σ použitého dielektrika jako vnitřního objemu vlnovodu. Hodnota tohoto měrného útlumu lze vyjádřit vztahem (1.6).

$$\alpha_d = \frac{\omega \cdot \sqrt{\epsilon \cdot \mu}}{2} \cdot \frac{tg \delta}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2}} \quad (1.6)$$

Ztrátovým činitelem, $tg \delta = \sigma/\omega\epsilon$, se vyjadřují ztrátové vlastnosti dielektrických materiálů a je nutné je uvažovat v případě použitých pevných či kapalných dielektrik [3].

1.3 Šíření vln ve vlnovodu

Celkovou elektromagnetickou vlnu si lze představit, jako superpozici nekonečně mnoha rovinných vln, které se šíří odrazy v podélném směru vlnovodem pod úhlem ϑ po dráze lomené čáry. Ve vlnovodu se vlna šíří odrazy od stěn. U vlny při dopadu na rozhraní by mohl nastat lom a tím dojít k úniku energie z vlnovodu viz Obr. 2a). Podmínkou tedy je, aby nastával na rozhraní tzv. totální odraz viz Obr. 2 b) [4].



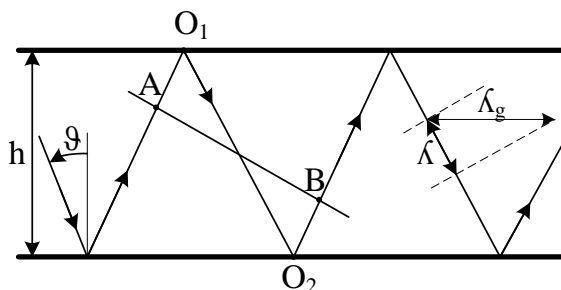
Obr. 2 Šíření vlny v dielektrickém vlnovodu [4]

Ke zmíněnému totálnímu odrazu dohází pouze tehdy, pokud úhel dopadu ϑ je větší než kritický úhel dopadu ϑ_k .

$$\sin \vartheta_k = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\epsilon_v}} \quad (1.7)$$

Ze vztahu (1.7) vyplývá, že totální odraz nastane, pokud bude permitivita dielektrika ve vlnovodu ϵ_v vyšší, než permitivita okolí ϵ_0 .

U vlnovodu s vodivými stěnami musí být uvažována situace, kdy se vlna TEM šíří vzhledem k ose vlnovodu šikmo. Poté bude splněna podmínka nulové velikosti tečné složky intenzity elektrického pole \mathbf{E}_t . Vlna se bude střídavě odrážet od protějších stěn vlnovodu. Dílčími odrazy dojde ke vzniku několika koherentních vln šířících se navzájem různými směry. Vzájemnou interferencí těchto vln vznikne stojaté vlnění, které bude mít v příčném směru uzly právě na stěnách vlnovodu. Tečná složka \mathbf{E}_t je tedy na stěnách vlnovodu nulová a uvnitř vlnovodu je nenulové elektromagnetické pole. V podélném směru poté existuje postupná vlna s fázovou rychlostí v_f a délkou vlny λ_g viz Obr. 3 [4].



Obr. 3 Šíření vlny mezi stěnami vlnovodu [4]

Další podmínka je zachování vlnoplochy při odrazech od vodivých stěn. Vlnoplocha je

plocha, na které má intenzita elektrického pole \mathbf{E} i magnetického pole \mathbf{H} konstantní fázi. Na dráze mezi body A a B dle Obr. 3 musí mít tedy vlna stejnou fázi a pro tuto dráhu platí:

$$\Delta r = B - O_2 - O_1 - A = n \cdot \lambda \quad (1.8)$$

Podmínku lze dodržet pouze pro určité úhly dopadu vlny ϑ , které odpovídají hodnotám násobků vlny n . Pro $n = 1$ je úhel dopadu nulový, vlna tedy dopadá na stěnu kolmo a ještě nepostupuje. Vzdálenost vodivých stěn h určuje nejnižší, tzv. *kritický kmitočet* vlnovodu, při kterém se vlnovodem začíná šířit elektromagnetická vlna. Vyšším hodnotám násobků n odpovídají různé úhly dopadu vlny ϑ , pro které se již vlna šíří vlnovodem. Strukturu této vlny popisuje *vid* vlny ve vlnovodu. Ve vlnovodu se může šířit současně několik různých vidů vln [4].

Získání kritického kmitočtu se docílí řešením vlnové rovnice (1.9):

$$\gamma^2 - \Gamma^2 = k^2, \quad (1.9)$$

Kde veličina γ je *konstanta šíření* a lze definovat vztahem:

$$\gamma = \beta + j\alpha, \quad (1.10)$$

kde β je měrný útlum a α je fázová konstanta. Pro dokonale vodivé stěny platí $\beta = 0$. Při úvaze, že je konstanta čistě imaginární veličina, lze z rovnice (1.9) získat vztah pro kritický kmitočet vlnovodu. Vztah (1.11) definuje, od které frekvence se vlna začne vlnovodem šířit.

$$f_{krit} = \frac{\Gamma}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} \quad (1.11)$$

Konstanta Γ je svázána přímo s tvarem vlnovodu a pro obdélníkový průřez vlnovodu je získán vztah:

$$\Gamma = \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2} \quad (1.12)$$

Tedy po dosazení do vztahu pro kritický kmitočet (1.11) je získán konečný výsledný vztah, který umožní vypočítat konkrétní hodnoty kmitočtu z příčných rozměrů a a b obdélníkového průřezu vlnovodu a vybuzeného vidu dle vidových čísel m, n (1.13).

$$f_{krit} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2} \quad \text{případně} \quad \lambda_{krit} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\left(\frac{m \cdot \pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \pi}{b}\right)^2}} \quad (1.13)$$

Vlivem různých mezních kmitočtů mají jednotlivé vidy TE_{mn} a TM_{mn} různé fázové a skupinové rychlosti, různou délku vlny, přenášejí různý výkon a jsou tlumeny různým měrným útlumem. Z praktického hlediska je nejzajímavější tzv. dominantní vid, který má nejnižší mezní kritický kmitočet. Dále také potřebuje pro svoje vybuzení a šíření nejmenší příčné rozměry vlnovodu. Pro obdélníkový vlnovod se jedná o vid TE_{10} . Kritická vlnová délka pro tento vid je dána vztahem 1.14.

$$\lambda_{krit}^{TE_{10}} = 2 \cdot a \quad (1.14)$$

Z výkonových parametrů je významný *maximální přenášený výkon*. Jde o maximální hodnotu činného výkonu dominantního vidu, který dokáže vlnovod přenést. Horní hranice toho výkonu je dána průraznou pevností dielektrika, jímž je vlnovod vyplněn. Pro obdélníkový vlnovod tedy platí:

$$P_{max}^{TE_{10}} = \frac{a \cdot b}{4} \cdot \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \cdot E_{max}^2 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{2 \cdot a}\right)^2}, \quad (1.15)$$

kde E_{max} je maximální intenzita elektrického pole vidu TE_{10} . Pro obdélníkový vlnovod s dominantním videm TE_{10} platí vztah (1.16) pro měrný útlum vlivem nedokonale vodivých stěn:

$$\alpha_{TE_{10}} = \frac{R_s}{\sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}} \cdot \frac{\frac{1}{b} + \frac{2}{a} \cdot \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2}}, \quad (1.16)$$

kde $R_s = 1/(\delta\sigma_v)$ je vysokofrekvenční povrchový odpor vodivých stěn, a a b jsou příčné rozměry vlnovodu. Ze vztahu je patrné, že při zvětšování rozměru b klesá útlum a roste maximální přenášený výkon. Zároveň však zvětšováním rozměru b dochází k zužování pásma jednovídrovosti [3], [4].

1.4 Parametry dielektrického substrátu

Pod pojmem dielektrické vlastnosti se skrývají dva důležité parametry: relativní permitivita a ztrátový činitel. Dále se také vyskytuje parametr činitel jakosti antény, který je závislý na volbě substrátu s danou permitivitou ϵ_r .

Požadavky pro používané dielektrické substráty jsou: vysoká relativní permitivita ϵ_r , co nejmenší činitel dielektrických ztrát $tg \delta$ (jeho teplotní a kmitočtová stálost), rozměrová stabilita například teplotní či stárnutím, dobré fyzikální, chemické a mechanické vlastnosti (pevnost, pružnost, opracovatelnost), konstantní tloušťka podložky. Vlastnosti dielektrického substrátu mají rozhodující vliv na útlumové a výkonové parametry [3].

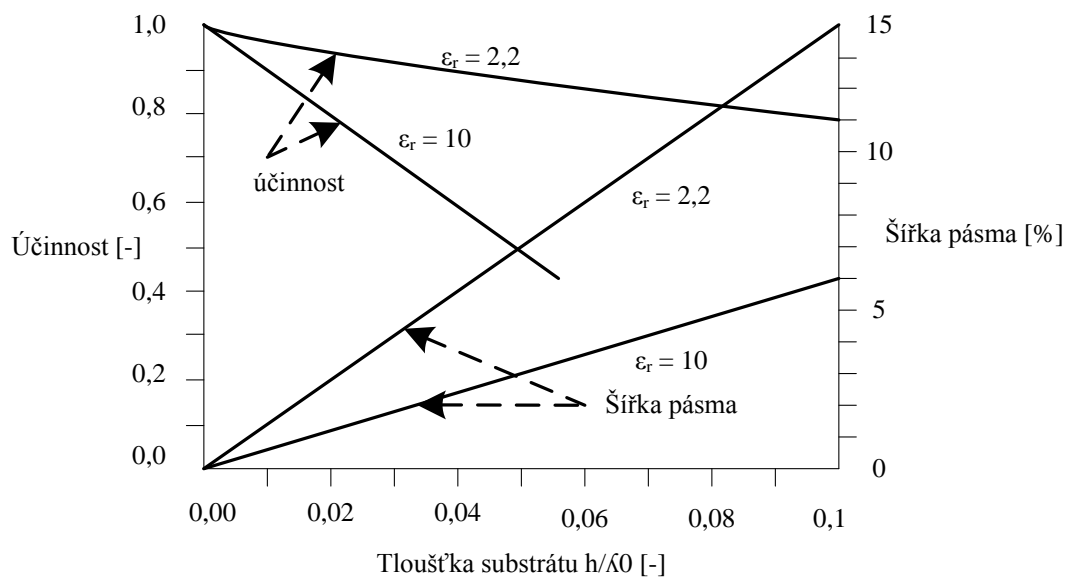
1.4.1 Relativní permitivita

Dříve nazývána jako dielektrická konstanta, která vyjadřuje kvantitativně schopnost polarizace dané látky. Je definována jako poměr intenzity E_0 vnějšího elektrického pole k intenzitě výsledného elektrického pole E uvnitř dielektrika (1.17). Pro střídavé elektromagnetické vlnění jsou veličiny závislé na frekvenci.

$$\epsilon_r = \frac{E_0}{E} \quad (1.17)$$

U planárních mikropáskových antén je relativní permitivita zvoleného substrátu velmi důležitá z hlediska minimalizace rozměrů antény, účinnosti či šířky pásma. Obecně planární antény jsou velmi úzkopásmové (maximálně kolem 5 % pro substrát s $\epsilon_r = 10$). Ve srovnání s klasickými drátovými anténami, kde je dosahovaná šířka pásma 15 % - 50 %, je šířka pásma malá. Další parametr, který ovlivňuje šířku pásma, je tloušťka substrátu h . Šířka pásma se zvyšuje s rostoucí tloušťkou h a klesá, při zvyšující se hodnotě relativní permitivity ϵ_r daného dielektrika viz Obr. 4.

Hodnota relativní permitivity ϵ_r se u dielektrického substrátu pro mikrovlnné antény pohybuje v hodnotách $2,2 \leq \epsilon_r \leq 16$ a hodnota ztrátového činitele $0,0001 \leq tg \delta \leq 0,06$. Tloušťka dielektrického substrátu bývá mnohem menší, než je vlnová délka.

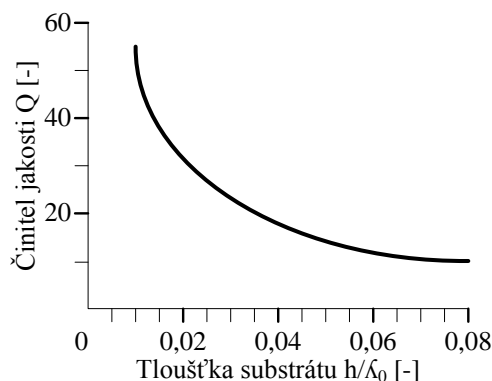


Obr. 4 Závislost účinnosti a šířky pásma antény na použitém dielektriku [5]

Při použití tenkého substrátu s vysokou hodnotou permitivity ϵ_r šířka pásma výrazně klesá. Dochází ke zmenšení účinnosti vyzařování, neboť anténa s malou tloušťkou h vykazuje parazitní vyzařování v místě napájení antény.

1.4.2 Činitel jakosti

Zvyšováním h a snižováním ϵ_r lze zvětšit šířku pásma, avšak zhoršuje se parametr s_{11} a také exponenciálně klesá činitel jakosti Q . Tedy ze závislosti na Obr. 5 je patrné, že zvýšení šířky pásma je podmíněno snížením činitele jakosti antény. Činitel jakosti lze snížit vhodným výběrem tvaru flíčku pro flíčkové antény, či tvaru šterbiny pro šterbinové antény viz kapitola 3.3 a dále také volbou substrátu. Pokud je požadována širokopásmovost antény, vhodný je substrát s větší tloušťkou h a nízkou relativní permitivitou ϵ_r [5].



Obr. 5 Závislost činitele jakosti na tloušťce dielektrického substrátu s $\epsilon_r = 2,55$ [5]

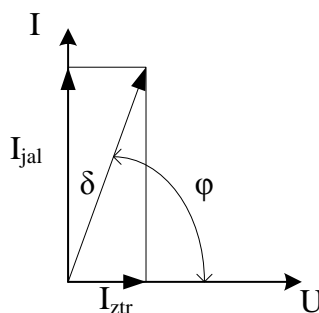
1.4.3 Ztrátový činitel

Reálné dielektrikum vykazuje oproti ideálnímu nenulovou vodivost, dále obsahuje nečistoty, příměsi, vlhkost apod. Přiložením elektrické pole vznikají ztráty energie. Ztráty se vyskytují při působení jak stejnosměrného, tak střídavého elektrického pole. Jsou provázeny ohřevem dielektrika a jsou příčinou změny fázového úhlu mezi napětím a proudem. Míra nedokonalosti dielektrika se vyjadřuje pomocí ztrátového úhlu δ .

Velikost dielektrických ztrát se dá vyjádřit ztrátovým úhlem δ , ztrátovým činitelem $\text{tg } \delta$, ztrátovým číslem $\epsilon'' = \epsilon' \cdot \text{tg } \delta$ a měrnými dielektrickými ztrátami p_z . Jde o ztrátový výkon P_z vztažený na jednotkový objem látky [3], [6].

Ztrátové dielektrikum lze pro účely výpočtu ztrátového výkonu P_z nebo $\text{tg } \delta$ nahradit ekvivalentním zapojením bezztrátových prvků, charakterizující ztráty. Na volbě náhradního obvodu nezáleží, jelikož požadavkem je, aby činný výkon a fázový úhel ztrátové soustav byl ekvivalentní ztrátovému výkonu a fázovému úhlu ztrátového dielektrika. Odvození ztrátového činitele bude ukázáno na dielektriku kondenzátoru. Dielektrikem protéká ztrátový proud I_{ztr} , který je ve fázi s napětím, za kapacitním proudem I_{jal} se zpožďuje oproti napětí o úhel $\varphi = 90^\circ - \delta$. Čím větší je úhel δ , tím jsou větší ztráty v dielektriku. Pro jejich hodnocení se používá tedy ztrátový činitel $\text{tg } \delta$. Z diagramu na Obr. 6 jde o podíl činného (ztrátového) proudu k jalovému (kapacitnímu) [6].

$$\text{tg } \delta = \frac{I_{ztr}}{I_{jal}} \quad (1.18)$$



Obr. 6 Fázorový diagram kondenzátoru se ztrátovým dielektrikem [6]

Na základě velikosti ztrátového činitele $tg \delta$ se posuzuje kvalita dielektrických materiálů.

$tg \delta \leq 10^{-3}$ – kvalitní dielektrické materiály

$tg \delta \geq 10^{-2}$ – špatné dielektrické materiály

Pro komplexní stanovení kvality materiálu se zjišťuje dále závislost ztrátového činitele $tg \delta$ na

- napětí = ztrátové charakteristice $tg \delta = f(U)$
- frekvenci = frekvenční charakteristika $tg \delta = f(f)$
- teplotě = teplotní charakteristika $tg \delta = f(\vartheta)$

1.4.4 Hlavní uvažované ztráty u SIW

Při návrhu SIW je třeba zvážit 3 hlavní ztrátové mechanismy.

Vodivostní ztráty: způsobené konečnou vodivostí kovových stěn. Mohou být redukovány zvětšením tloušťky substrátu.

Dielektrické ztráty: dané ztrátovým činitelem $tg \delta$, dáno vlastnostmi substrátu. Tyto ztráty souvisí pouze s daným materiálem substrátu a ne na jeho geometrii.

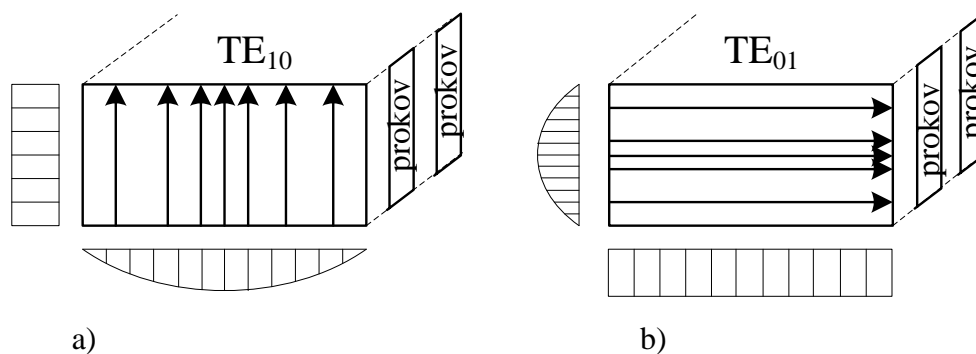
Ztráty vyzařováním: způsobené úniky energie mezi prokvy. Tyto ztráty lze minimalizovat vhodným poměrem rozestupů proků p a jejich průměrem d , platí podmínka: $p/d \leq 2$.

1.5 Návrh vlnovodu integrovaného do substrátu

SIW je vyroben z periodické struktury proků realizovaných skrz oboustranně pokovený dielektrický substrát. Z periodického sledu proků lze usoudit, že u SIW struktury je možný problém nežádaného úniku energie, ztrát. Proto je velmi důležité zjistit, které vidy se mohou bezztrátově šířit ve struktuře SIW. Vidy, které se mohou v SIW vytvořit a šířit bezztrátově, jsou rozdílné než u konvenčních vlnodů [7].

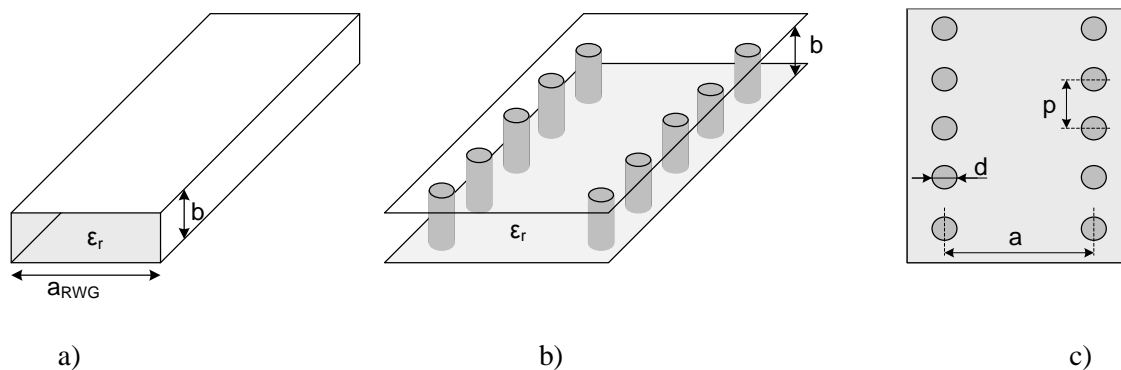
Ačkoli struktura SIW má podobné vlastnosti jako konvenční obdélníkový vlnod, rozdíly mezi nimi jsou zjevné. SIW struktura je tvořena periodickým sledem proků a dvěma rovnoběžnými vodivými deskami. Uvnitř vlnovodu je dielektrikum o relativní permitivitě ϵ_r . Periodický sled proků je ovšem hlavním frekvenčně omezujícím elektromagnetickým jevem [8].

SIW struktura může být považována za speciální typ obdélníkového vlnovodu se skupinou štěrbin na obou svislých stěnách. Po vybuzení vidu ve struktuře zde existují i povrchové proudy. Jsou-li povrchové proudy kolmé na štěrbinu viz Obr. 7b), může dojít k výraznému vyzařování, což je vlastně princip vlnodné štěrbinové antény. Pokud jsou štěrbinny vyříznuty podél směru tekoucího proudu (proud teče rovnoběžně s řezem štěrbinny), vyzařování je nepatrné. Dominantní vid TE_{10} splňuje podmínku dle Obr. 7a), kdy štěrbinny nejsou kolmé na povrchové proudy na svislých stěnách a vid je v této struktuře zachován. Důležitým výsledkem tedy je, že ve strukturách SIW mohou existovat pouze vidy TE_{m0} [1].



Obr. 7 Rozložení elektrického pole vidů TE ve struktuře SIW

Při předpokladu, že se vybudí v obdélníkovém vlnovodu se štěrbinami ve stěnách vid TM_{10} , příčné magnetické pole způsobí podélný povrchový proud. Díky příčně umístěným štěrbinám a na ně kolmých povrchových proudů dochází k úniku energie, vyzařování. Vedení se bude spíše chovat jako anténa. Jestliže se vidové číslo m nebude rovnat nule pro vidy TM_{mn} , tak budou štěrbin vyzařovat. Z vyzařování štěrbin lze určit, které vidy jsou ve struktuře SIW uchovány. Z hlediska nežádoucího vyzařování má vid TM_{10} stejné vlastnosti jako TE_{01} . Typická SIW struktura s lineárním polem prokůvů je na obr 8 b), c) [9].



Obr. 8 Přechod z obdélníkového vlnovodu na SIW [15]

Postup návrhu SIW dle [7], [8]

Postup návrhu SIW struktury vede vždy nejprve přes řešení s konvenčním obdélníkovým vlnovodem Obr. 8a). Parametry a_{RWG} a b označují šířku a výšku kovového vlnovodu. Předpoklad je, že rozměr $a_{RWG} > b$ pro vybudění dominantního vidu TE_{10} s nejnižší frekvencí f_{krit}^{TE10} . Pracovní frekvence f_{prac} se obvykle volí pro vid TE_{10} jako: $f_{prac} \approx 1,4f_{krit}$. Z kritické frekvence lze dle vztahu (1.19) vypočítat ekvivalentní šířku kovového vlnovodu a_{RWG} .

$$a_{RWG} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.19)$$

V literatuře [15] je uveden postup přepočtu na strukturu SIW. Jde o iterační metodu, kdy se spočítá nejprve dle vzorce 1.19 šířka kovového vlnovodu a_{RWG} a dle následujících vztahů je iteračně dosahováno co nejbližší hodnoty a_{RWG} dosazováním šířky struktury SIW a do vztahu 1.20. Hodnota průměru prokůvů je dána technologií

výroby, například v dílně UREL je možné vyrobit prokovy průměrů $d = 0,6; 0,8; 1,0; 1,2; 1,4$ a $2,0$ mm. Podmínka rozestupu středů prokovů pro minimální únik energie je $p \leq 2 \cdot d$. Další podmínka je, že minimální počet prokovů na délku vlny pracovní frekvence by měl být 10, tedy $p < \lambda_{prac}/10$. Vztah mezi délkou stěny konvenčního vlnovodu a_{RWG} a délkou stěny struktury SIW a :

$$a_{RWG} = a \cdot \bar{a} \quad (1.20)$$

Parametr \bar{a} je normalizovaná šířka ekvivalentního vlnovodu a je dána vztahem 1.21

$$\bar{a} = k_1 + \frac{k_2}{\frac{p}{d} + \frac{k_1 + k_2 - k_3}{k_3 - k_1}}, \quad (1.21)$$

kde parametry k_x jsou dány následujícími vztahy.

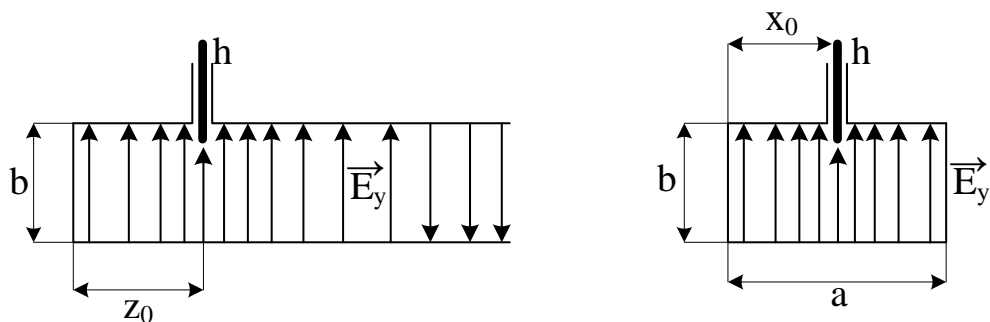
$$k_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{a}{p} - 1,0684}, \quad k_2 = -0,1183 - \frac{1,2729}{\frac{a}{p} - 1,201}, \quad k_3 = 1,0082 - \frac{0,9163}{\frac{a}{p} + 0,2152} \quad (1.22)$$

2 Přechod mezi SIW a standardními typy vedení

Pro buzení vlnovodů tvořených strukturou SIW se používají nejčastěji následující tři způsoby přechodů vedení. Buzení proudovou sondou – přechod koaxiálního vedení na SIW, přechod mikropáskového vedení na SIW a přechod koplanárního vlnovodu na SIW. V dalším textu jsou rozebrány přechody mezi těmito typy vedení na SIW, jejich vlastnosti a postup návrhu.

2.1 Přechod koaxiálního vedení na SIW

Velkou výhodou pro přechod je prakticky nulový únik energie, který bývá způsobený parazitním vyzařováním, oproti jiným přechodům na vlnovod či strukturu SIW, extrémně nízké náklady na realizaci a dílčí šířka pásma 5 – 20%. Nejprve je proveden rozbor pro kovový obdélníkový vlnovod, který dále bude využit k přechodu na strukturu SIW. Přechod se realizuje krátkým úsekem lineárního vodiče, například středním vodičem koaxiálního vedení s délkou $h \ll \lambda$ zasunutého do buzeného vlnovodu. Pro optimální buzení daného vidu musí být sonda zasunuta rovnoběžně se siločarami elektrického pole buzeného vidu a to v místě jeho maximální intenzity. Velikost buzení lze v mezích ovlivňovat změnou hloubky zasunutí sondy do vlnovodu, to platí pouze pro kovový dutý vlnovod. Dle Obr. 9 pro buzení vidu TE_{10} jsou parametry výchozího umístění proudové sondy $x_0 = a/2$ a $z_0 = \lambda_g/4$. Samozřejmostí je podmínka, aby budící kmitočet byl v pásmu propustnosti vlnovodu [3].



Obr. 9 Umístění proudové sondy v obdélníkovém vlnovodu [3]

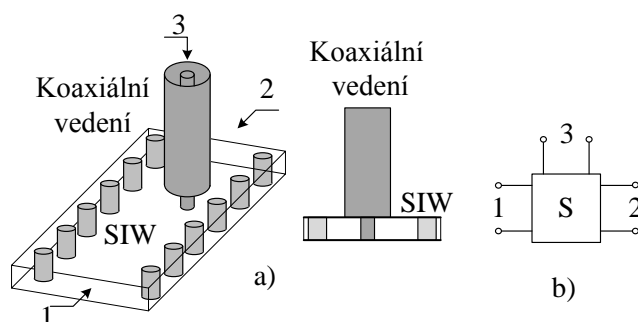
Na tomto principu je konstruována většina přechodů z koaxiálního vedení na vlnovod. Sonda je tvořena buď obnaženým středním vodičem koaxiálního vedení, nebo středním vodičem koaxiálního konektoru. Vzdálenost x_0 se volí taková, aby impedance koaxiálního vedení se rovnala vstupní impedanci vlnovodu. Pro vid TE_{10} a obdélníkový vlnovod je rovna

$$Z = \frac{2 \cdot b}{a} \cdot Z_{0TE} \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot x_0}{a}, \quad (2.1)$$

kde Z_{0TE} je charakteristická impedance vlny ve vlnovodu pro vid TE_{10} a je dána vztahem

$$Z_{0TE} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f}\right)^2}} = \frac{\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{krit}}\right)^2}}. \quad (2.2)$$

Přechod koaxiálního vedení na SIW je zobrazen na Obr. 10a). V zásadě je struktura velmi podobná klasickému přechodu z koaxiálního vedení na kovový vlnovod. Substrát je poměrně tenký, což představuje další problémy v návrhu dle klasické teorie návrhu přechodu koaxiál-kovový vlnovod. Daný postup nelze přímo použít. Jelikož by se délka zasunutí vodiče složitě realizovala oproti kovovému vlnovodu, je sonda připojena zkratem k jedné vodivé desce SIW a zemní vodič koaxiálního kabelu ke druhé vodivé desce SIW. Vzdálenost zkratu, tedy samotného přechodu koaxiál – SIW, je zvolena tak, aby byl minimalizován činitel odrazu na vstupu přechodu. Pro první iteraci lze použít umístění sondy dle parametrů x_0 a z_0 z návrhu přechodu u kovového vlnovodu. Další iterace se provádějí již v některém simulačním programu jako je CST MWS či Ansoft HFSS.

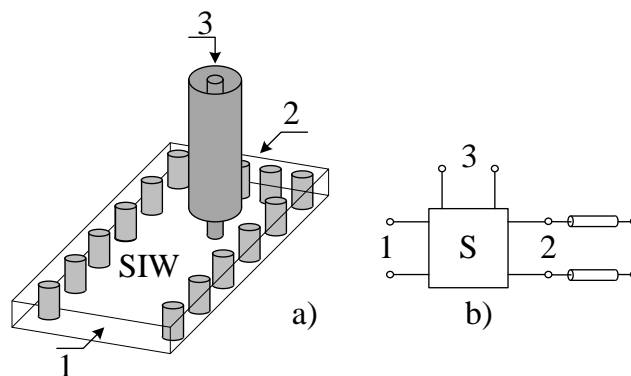


Obr. 10 Přechod koaxiálního vedení na strukturu SIW a) a jeho 3 branový model b) [10]

Struktura přechodu je zobrazena na Obr. 10a). S ohledem na připojení přechodu koaxiál-SIW lze vytvořit bezztrátový model se třemi branami viz Obr. 10b), kde jedna brána je impedančně zatížena. Z toho plyne úvaha, že velikosti činitelů odrazů na bráně 1 a 3 pro pracovní frekvenci f_0 musí být stejné.

$$s_{11}(f_0) = s_{33}(f_0) \quad (2.3)$$

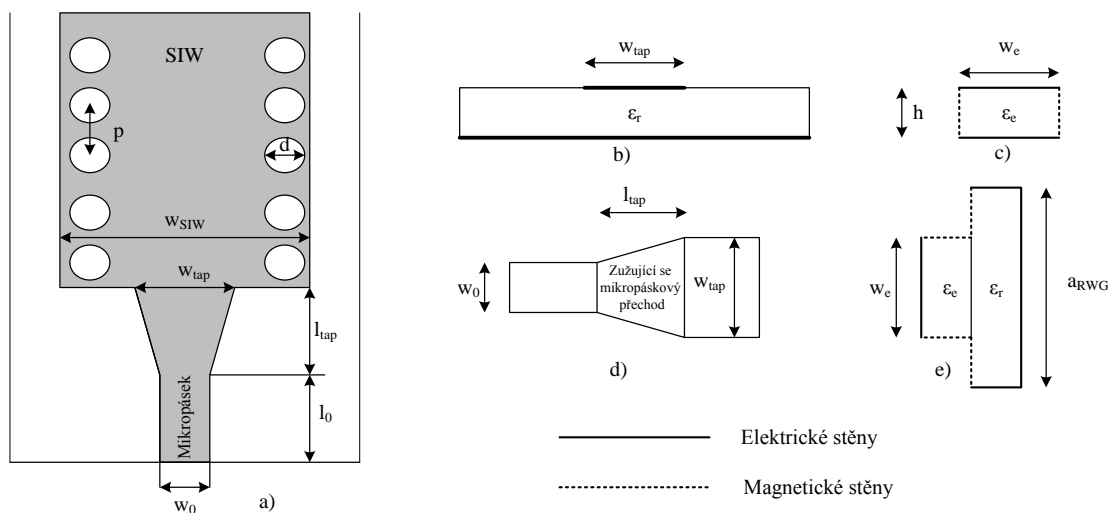
Pokud bude podmínka dle vztahu 2.3 splněna, brána 2 může být zakončena zkratem (Obr. 11), jehož pozice je dána co nejlepším přizpůsobením na bráně 3 na daném kmitočtu f_0 , tedy stejný postup jako u kovového vlnovodu [10].



Obr. 11 Finální podoba přechodu koaxiální vedení – SIW a jeho model se 2 branami [10]

2.2 Přechod mikropáskového vedení na SIW

Mikropáskové přechody na SIW jsou založeny na zužujícím se mikropáskovém vedení, za předpokladu, že oba typy vedení jsou integrovány na jednom substrátu. Napájení pomocí mikropáskového vedení se skládá z kovové rovinné desky a jednoho či více s ní rovnoběžných mikropáskových vodičů. Jde o levnou a jednoduše integrovatelnou variantu, ale zajišťující relativně nízký činitel jakosti (50 - 100). Zvolení vhodné šířky w napájecího mikropásku z velké míry ovlivňuje impedanční přizpůsobení antény k napájecímu obvodu. Přechod pokrývá celou šířku pásma SIW a výkonově je výhodnější ve srovnání s ostatními mikropáskovými přechody na SIW či přechodu z koplanárního vlnovodu na SIW. Vzhledem k jeho velmi jednoduché struktuře má přechod relativně nízké ztráty [11].



a) konfigurace přechodu mikropásek – SIW b) příčný pohled na delší stranu přechodu SIW
c) vlnovodný model ad b) d) vrchní pohled na přechod e) model přechodu

Obr. 12 Přechod z mikropáskového vedení na strukturu SIW [12]

SIW lze teoreticky nahradit dielektrickým vlnovodem. Šířka dielektrického vlnovodu je rovna a_{RWG} (vztah 1.19) a permitivita dielektrického substrátu s tloušťkou

h je ε_r (Obr. 12). Přechod z mikropásku na SIW lze rozdělit na dvě části: zužující se mikropáskové vedení a samotný přechod mezi mikropáskem a obdélníkovým vlnovodem. Nejprve bude rozebrán přechod mezi mikropáskem a vlnovodem. Mikropásek je zde dle Obr. 12 c) namodelován jako TEM vlnovod s efektivní permitivitou ε_{ef} , která je rovna efektivní permitivitě mikropáskového vedení dle vztahu (2.4). Spojité hrany jsou reprezentovány elektrickými stěnami a přerušované čáry jsou magnetické stěny.

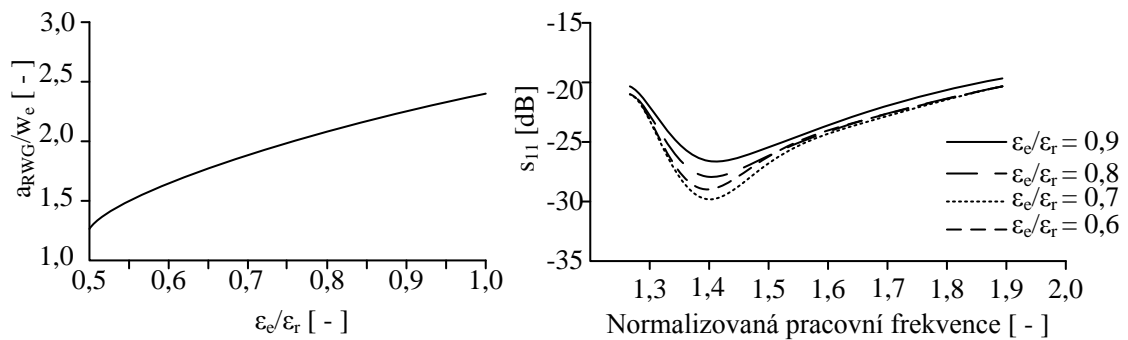
$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} - \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{h}{w_{tap}}}} \quad (2.4)$$

Šířka TEM vlnovodu w_e je výpočetně získána tak, aby impedance Z_e byla shodná s impedancí mikropásku dle vztahů (2.5-6).

$$Z_e = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}} \cdot \frac{h}{w_e} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}} \cdot \ln \left(8 \cdot \frac{h}{w_{tap}} + 0,25 \cdot \frac{w_{tap}}{h} \right) \quad \text{pro } \frac{w_{tap}}{h} < 1 \quad (2.5)$$

$$Z_e = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\varepsilon_e} \cdot \left[\frac{w_{tap}}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left(\frac{w_{tap}}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \text{pro } \frac{w_{tap}}{h} > 1 \quad (2.6)$$

Samotný přechod mezi mikropáskem a strukturou SIW je modelován dle Obr. 12e), kde jsou rozptylové s -parametry nezávislé na výšce h a závislé jsou pouze na příčné straně vlnovodu s pevnými stěnami a_{RWG} , efektivní šířce TEM vlnovodu w_e , efektivní permitivitě ε_e a relativní permitivitě ε_r . Pracovní frekvenci lze normalizovat a vynést závislost S-parametrů na této normalizované frekvenci, kde parametrem je poměr permitivit $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ viz Obr. 13. Tedy rozptylové parametry souvisí i s poměrem a_{RWG}/w_e . Pokud se zachová stejný poměr mezi efektivní permitivitou v mikropáskovém modelu a permitivitou v SIW, rozptylové parametry budou v závislosti na normalizované frekvenci neměnné. Z těchto poznatků je patrné, že rozptylové parametry na normalizovaném kmitočtovém pásmu závisí pouze na poměrech $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ a a_{RWG}/w_e viz Obr. 13 [11],[12].



Obr. 13 Graf optimálních rozměrů v závislosti na poměru hodnot permitivity (vlevo), závislost činitele odrazu přechodu mikropásek – SIW na normalizované frekvenci (vpravo) [12]

Cílem je vyhledání optimální šířky zužujícího se přechodu, která bude minimalizovat činitel odrazu s_{11} přes celé kmitočtové pásmo. Pro substráty s permitivitou $\varepsilon_r = 1 - 20$ se poměr pohybuje v mezích $0,5 < \varepsilon_e/\varepsilon_r < 1,0$. U modelu přechodu mikropásek - SIW dle Obr. 12e) se hledá optimální hodnota poměru a_{RWG}/w_e dle vypočtené hodnoty poměru permitivit $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ viz Obr. 13. Dle křivky na Obr. 13 (vlevo) byl odvozen vztah (2.7) mezi poměrem permitivit $\varepsilon_e/\varepsilon_r$ a poměrem šířek a_{RWG}/w_e [12].

$$\frac{a_{RWG}}{w_e} = 4,38 \cdot e^{-0,627 \frac{\varepsilon_e}{\varepsilon_r}} \quad (2.7)$$

Díky předchozím poznatkům je možné získat činitel odrazu $s_{11} < -20$ dB přes celé kmitočtové pásmo vlnovodu viz Obr. 13(vpravo). Přepsáním rovnic (2.5-6) a kombinací s rovnicemi (2.4) a (2.7) lze získat finální tvar rovnic (2.8-10).

$$\frac{1}{w_e} = \frac{60}{Z_0 \cdot h} \cdot \ln \left(8 \cdot \frac{h}{w_{tap}} + 0,25 \cdot \frac{w_{tap}}{h} \right), \quad \text{pro } \frac{w_{tap}}{h} < 1 \quad (2.8)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{120 \cdot \pi}{Z_0 \cdot h \cdot \left[\frac{w_{tap}}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln \left(\frac{w_{tap}}{h} + 1,444 \right) \right]}, \quad \text{pro } \frac{w_{tap}}{h} > 1 \quad (2.9)$$

$$\frac{1}{w_e} = \frac{4,38}{a_{RWG}} \cdot e^{-0,627 \frac{\varepsilon_r}{\frac{\varepsilon_r+1}{2} + \frac{\varepsilon_r-1}{2} \sqrt{1+12 \frac{h}{w_{tap}}}}} \quad (2.10)$$

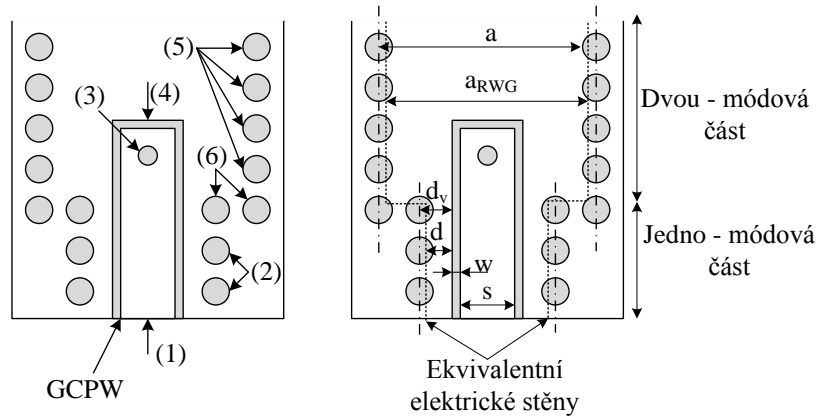
Konstanta $Z_0 = (\mu_0 / \varepsilon_0)^{1/2} = 376,7\Omega$ je charakteristická impedance volného prostoru. Pro daný substrát s parametry h , ε_r a příčnou stranou vlnovodu a_{RWG} lze tyto parametry dosadit do rovnic 2.8-10 a jejich porovnáním tak získat optimální hledanou šířku w_{tap} zužujícího se přechodu mikropásek - SIW.

Nyní bude rozebrána druhá část řešení a to zužující se mikropáskové vedení. Používá se k přizpůsobení na vstupní impedanci mikropáskového vedení se šířkou w_0 viz Obr.12d) dle jeho optimální šířky w_{tap} , která byla nalezena v přechodném kroku. Rostoucí rozdíl mezi těmito šířkami zapříčiní prodlužování zužujícího se přechodu l_{tap} . V milimetrových vlnách a pro substrát s permitivitou s hodnotou mezi 2 a 10, jsou poměry šířek w_{tap} a w_0 malé a čtvrtvlnným přechodem jsou získány dobré hodnoty činitele odrazu s_{11} . V každém případě musí být délka mikropáskového přechodu l_{tap} vybrána jako násobek čtvrtvlnné délky pracovní frekvence pro minimalizaci hodnot činitele odrazu [11], [12].

2.3 Přechod koplanárního vlnovodu na SIW

Přechod je založen na použití proudové sondy, kdy protékající proud vytváří kolem sondy a uvnitř struktury SIW magnetické pole. Koplanární vlnovod (CPW) je

kompatibilní se širšími substráty, jelikož jeho elektrické vlastnosti jsou téměř nezávislé na výšce dielektrického substrátu. Tímto lze minimalizovat vodivostní ztráty v SIW a získat tak požadovanou impedanci pro planární vedení. U tohoto typu přechodu je využito přímého přenosu energie mezi dvěma odlišnými přenosovými vedeními viz Obr. 14. Užitím GCPW (uzemněný koplanární vlnovod) namísto mikropáskového vedení pro přechod na SIW se může tloušťka substrátu zvětšovat bez zvyšování přenosových ztrát. Proto je možné dosáhnout u komponent tohoto přechodu vysokého činitele jakosti Q .



Obr. 14 Přechod GCPW na SIW s proudovou sondou a jeho parametry [13]

GCPW je napájen v místě (1) dle Obr. 14. Přidání řady prokůvů (2) na každé straně GCPW slouží k potlačení nežádoucích vidů, díky kterým by mohlo docházet k vyzařování vlny a ztrátám. Prokovy musí být umístěné blízko GCPW, aby se zabránilo rezonanci v pracovním pásmu kmitočtů. Spojení mezi GCPW a SIW je dosaženo s pomocí uzemněného prokovu – proudové sondy (3). Otevřený konec GCPW je ukončen hned za proudovou sondou pomocí přenosového vedení (4). Dále je SIW tvořen dvěma řadami prokůvů (5). Řady prokůvů vykazují chování dvou elektrických stěn a struktura SIW může být modelován kovovým obdélníkovým vlnovodem [13].

Prokovy (2) k potlačení nežádoucích vidů tvoří elektrické stěny na obou stranách GCPW. Jedná se o GCPW s bočními stěnami, kde dochází k tzv. konverzi vidů, módů. Pod mezním kmitočtem GCPW se stěnami se šíří pouze dominantní vid GCPW vlnovodu bez stěn, s mezním kmitočtem GCPW se stěnami dochází k šíření dalšího módu, který má rozložení pole podobné vidu TE_{10} u obdélníkového vlnovodu. Je důležité, že mód lze ovlivnit dvěma způsoby. První, že vstupní port bude podporovat pouze jeden mód. Vzdálenost mezi dvěma řadami prokůvů, sloužících k potlačení ztrátových módů, musí dodržovat následující podmínku:

$$s + 2 \cdot w + 2 \cdot d < \frac{1}{2 \cdot f_{\max} \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}}, \quad (2.11)$$

kde f_{\max} je maximální pracovní kmitočet. Druhý způsob spočívá ve faktu, že vzdálenost mezi řadami prokůvů se zvětšuje v místě, kde se GCPW struktura začíná křížit se SIW. SIW je navržen pro šíření dominantního vidu TE_{10} . Avšak v místě křížení obou struktur vzniká i první vyšší vid. Dvouvidová část může být reprezentována ekvivalentním přenosovým jednovidovým vedením s konstantou šíření γ_{ekv} a impedancí

Z_{ekv} . Hodnota ekvivalentní konstanty šíření γ_{ekv} je identická původní konstantě šíření v jednořadové části. Tuto rovnost lze definovat $\gamma_{\text{ekv}} \approx \gamma_{\text{GCPW}}$. [13]

$$d > \frac{s}{2} + w \quad (2.12)$$

Podmínka (2.12) musí být splněna za účelem ekvivalence konstant šíření.

Podmínka (2.13) zabraňuje vybuzení a šíření vyššího vidu v mikropáskovém vedení GCPW.

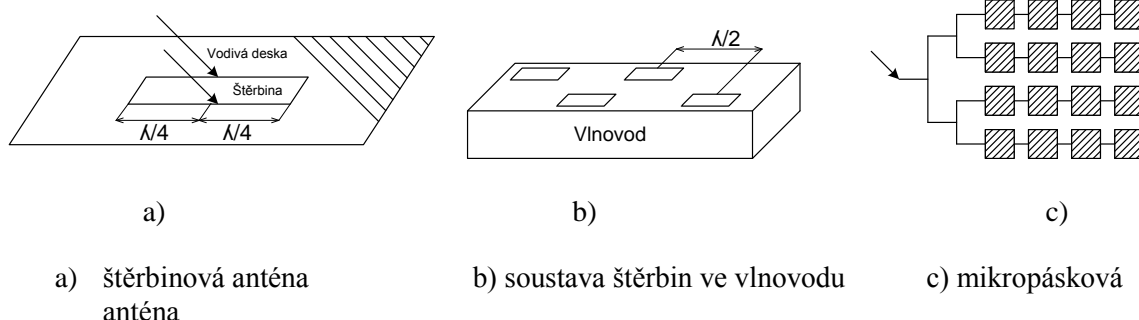
$$0,2 \leq \frac{s}{s + 2 \cdot w} \leq 0,8 \quad (2.13)$$

3 Štěrbínové antény na bázi SIW

V kapitole je popsán princip štěrbinové antény a srovnání vlastností obdélníkové štěrbině s vlastnostmi symetrického dipólu. Podobnost obdélníkové štěrbině a symetrického dipólu je vysvětlena pomocí Babinetova principu. Dále jsou rozebrány různé tvary štěrbin a konfigurace štěrbinové antény na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. Na konci kapitoly je uveden teoretický postup návrhu štěrbinové antény na bázi SIW.

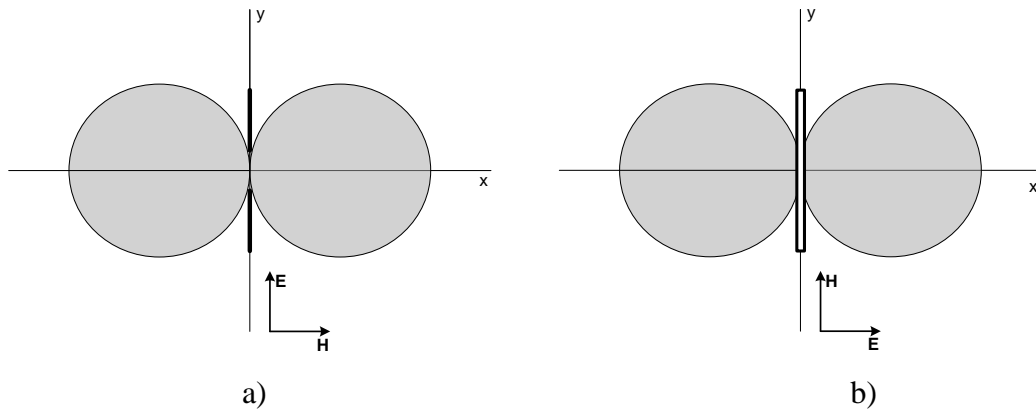
3.1 Princip činnosti štěrbinové antény

Základní provedení štěrbinové antény je možno realizovat vyříznutím podélné štěrbině o délce $\lambda/2$ do vodivé desky. Deska je napájena vedením typu dvojlínka, koaxiálním vedením či vlnovodem a budící proud obtéká štěrbinu a tím anténa vyzařuje. Napájení může být tedy například dle Obr. 15 v místě šipek. Pro získání většího zisku a směrovosti se tyto antény sdružují do řad, soustav viz Obr.15b), c). Obecně jsou štěrbinové antény všesměrové zářiče. Vyzařování do jednoho poloprostoru je možné získat použitím odrazné desky na jedné straně štěrbině. U mikropáskových antén je na horní vodivé straně substrátu vytvořen motiv a spodní vodivá vrstva tvoří zemní plochu antény a zároveň i reflektor [4].



Obr. 15 Štěrbínové antény a typ mikropáskové anténní soustavy [4]

Vlastnosti štěrbinové antény lze spojovat s vlastnostmi symetrického dipólu. Funguje v principu jako symetrický dipól, který ovšem vyzařuje díky stojatému vlnění elektrických proudů. Zatímco štěrbinu vyzařuje díky stojatému vlnění magnetického proudu tekoucím podél delší strany štěrbině. V podélném směru umístění štěrbině má vyzařovací diagram stejný charakter jako u symetrického dipólu. Vzhledem k dualitě elektrických a magnetických polí jsou však vektory elektrické intenzity \mathbf{E} a magnetické intenzity \mathbf{H} elektromagnetického pole na opačných místech, viz Obr. 16. Štěrbiny mohou být pravoúhlé přímé nebo zalomené, kruhové, vyříznuté ve stěně vlnovodu či ve stěně válcové trubice. Přednost těchto antén spočívá v levné a jednoduché výrobě [1], [5].



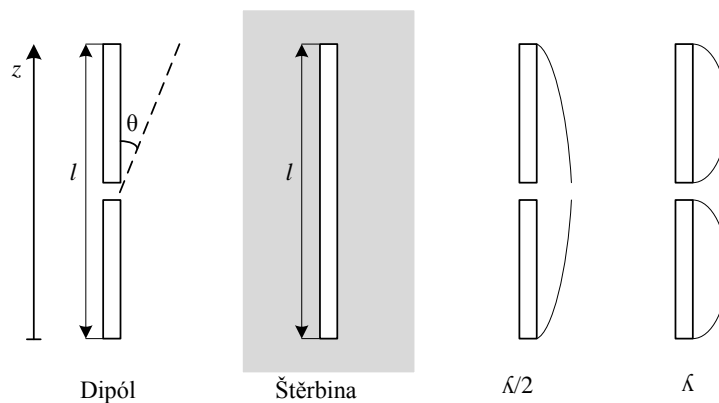
Obr. 16 Směrové vyzářovací charakteristiky a) dipólu a b) štěrbině [5], [14]

Analýza začíná u dipólu umístěného ve volném prostředí nebo štěrbině v nekonečné vodivé ploše. Jde o duální problémy. Vstupní impedance dle Babinetova principu obou antén mezi sebou vzájemně souvisí. Obě struktury vyzářují stejně, ale s jinou polarizací.

Dipól si lze v nejjednodušší realizaci představit jako vedení typu dvojlinka. Impedanční charakteristika má také stejný průběh jako vedení na konci naprázdno, naopak u štěrbině má impedanční charakteristika průběh jako vedení nakrátko. Průběhy stojatých napětí a proudů u štěrbině jsou oproti dipólu přehozené. U dipólu je na koncích tedy nulový proud a maximum napětí, ale u štěrbině jsou na koncích nulové napětí a maxima proudu. Rozložení napětí a proudů na dipólu a štěrbině lze popsat rovnicemi 3.1 [1], [5], [14].

Dipól	Štěrbiná	
$I(z) = I_{\max} \cdot \sin[k \cdot (l \pm z)]$	$U(z) = U_{\max} \cdot \sin[k \cdot (l \pm z)]$	(3.1)

Kde I_{\max} je proud v kmitně, k je vlnové číslo, l je fyzická délka dipólu a z je poloha od daného konce antény, viz Obr. 17. Rozložení napětí na štěrbině je úměrné magnetickému proudu.



Obr. 17 Rozložení proudu na dipólu pro různé vlnové délky [14]

Při předpokladu spojitěho pole a součtu příspěvků polí z každého elementu podél osy dipólu, se v součtu vykompenzují kladné a záporné příspěvky stojatého vlnění

proudu a dochází k tomu, že v ose dipól nezáří. Pro vzdálené oblasti, tzv. Fraunhoferovy, platí následující vztahy pro pole vyzářené dipólem v ose z viz Obr. 17. Vztah pro intenzitu elektrického pole dipólu je

$$E_{\theta} = \frac{Z_0 \cdot I_{\max}}{2 \cdot \pi} \cdot F \cdot \frac{e^{-jk \cdot r}}{r} = 60 \cdot I_{\max} \cdot F \cdot \frac{e^{-jk \cdot r}}{r}, \quad (3.2)$$

kde Z_0 je vlastní impedance okolí $Z_0 = 120\pi$, F je funkce záření, k je vlnové číslo a r je vzdálenost od dipólu. Pro vzdálenou Fraunhoferovu oblast platí $r \geq 2l^2/\lambda$. Funkce záření pro dipól je vyjádřena vztahem

$$F = j \frac{\cos(k \cdot l \cdot \cos \theta) - \sin(k \cdot l)}{\sin \theta}, \quad (3.3)$$

a po dosazení do (3.2) dostáváme výsledný vztah pro intenzitu elektrického pole vyzářeného dipólem pro Fraunhoferovu oblast

$$E_{\theta} = j60 \cdot \frac{I_{\max} \cdot e^{-jk \cdot r}}{r} \cdot \frac{\cos(k \cdot l \cdot \cos \theta) - \sin(k \cdot l)}{\sin \theta}, \quad (3.4)$$

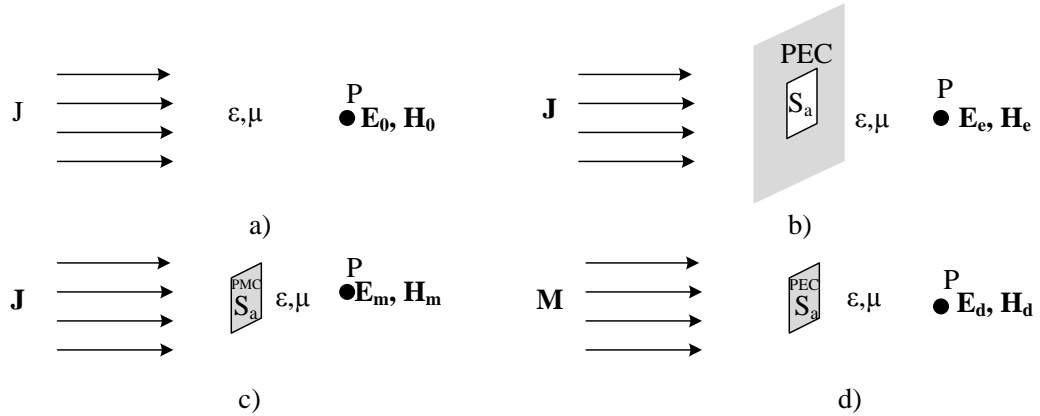
kde l je tedy celková fyzická délka dipólu. U štěrbinové antény je vyzářené pole vyjádřeno magnetickou intenzitou H_{θ} [4], [14].

$$H_{\theta} = \pm j60 \cdot \frac{U_{\max} \cdot e^{-jk \cdot r}}{r} \cdot \frac{\cos(k \cdot l \cdot \cos \theta) - \sin(k \cdot l)}{\sin \theta}, \quad (3.5)$$

3.2 Babinetův princip

V optice je tento princip definován jako: „Difrakce na komplementárních stínítkách je prakticky stejná. Komplementární stínítka se rozumí dvojice difrakčních stínítek, z nichž jedno má nepropustné oblasti právě tam, kde to druhé je propustné. Jde například o štěrbinu či proužek stejné šířky“ [5]. V teorii elektromagnetického pole je definice: „Pokud je pole za obrazcem s otvorem přičteno poli komplementární struktury, součet je ekvivalentní poli bez obrazce [5]. V dalším textu budou tyto definice objasněny.

U Babinetova principu v oboru optiky však není uvažována polarizace, která je podstatná v anténní teorii. Pokud existuje zdroj elektrického pole \mathbf{J} zářící do volného prostředí s vlastní impedancí $Z_0 = (\varepsilon/\mu)^{1/2}$, produkuje v bodě \mathbf{P} pole \mathbf{E}_0 , \mathbf{H}_0 viz Obr. 18a).



Obr. 18 Babinetův princip s elektrickými zdroji v neohraničeném prostředí [5]

Stejné pole může být získané kombinací polí. První, kdy elektrické zdroje září v prostředí v přítomnosti nekonečně tenké, rovinné, perfektně elektrické vrstvy (PEC) s otvorem o ploše S_a a v bodě \mathbf{P} se produkují pole o intenzitách $\mathbf{E}_e, \mathbf{H}_e$ (Obr. 18 b). Druhé, kdy elektrické zdroje září v prostředí v přítomnosti s velmi tenkou ploškou z perfektně magnetického vodiče (PMC) o stejné ploše S_a a v bodě \mathbf{P} se vytvoří pole o intenzitách $\mathbf{E}_m, \mathbf{H}_m$ (Obr. 18 c). Součet odpovídajících intenzit z obou případů se rovná celkové intenzitě v bodě \mathbf{P} ve volném prostředí [5], [14].

$$E_0 = E_e + E_m \quad (3.6)$$

$$H_0 = H_e + H_m \quad (3.7)$$

Další možností je zdroj magnetického pole \mathbf{M} zářící do prostředí v přítomnosti velmi tenké plochy S_a z perfektně elektrického vodiče, které produkuje v bodě \mathbf{P} intenzity polí $\mathbf{E}_d, \mathbf{H}_d$ (Obr. 18 d). Poté platí rovnice (3.8-9) pro součet intenzit $\mathbf{E}_e, \mathbf{H}_e$ a $\mathbf{E}_d, \mathbf{H}_d$, ovšem za využití duality v elektromagnetismu pro změnu zdrojů elektrického pole \mathbf{J} na zdroje magnetického pole \mathbf{M} , tedy intenzita \mathbf{E}_m nahradí intenzita \mathbf{H}_d , \mathbf{H}_m nahradí $-\mathbf{E}_d$.

$$E_0 = E_e + H_d \quad (3.8)$$

$$H_0 = H_e - E_d \quad (3.9)$$

Obrazec s PEC s otvorem o ploše S_a b) a plocha S_a z PMC d) z Obr. 18 jsou také vzájemně duální. Jde o komplementární struktury, jelikož se vzájemně doplňují a jejím spojením vznikne nekonečná, tenká plocha z PEC.

Páskový dipól a štěrba jsou komplementární antény. Štěrba může být řešena pomocí ekvivalentního dipólu výměnou elektrické a magnetické intenzity \mathbf{E} a \mathbf{H} . Lze nalézt i hodnotu vstupní impedance. Pokud se obě antény nachází v prostředí s vlastní impedancí Z_0 , mají štěrba a dipól hodnoty impedancí Z_{slot} a Z_{dipol} pro něž platí vztah 3.10.

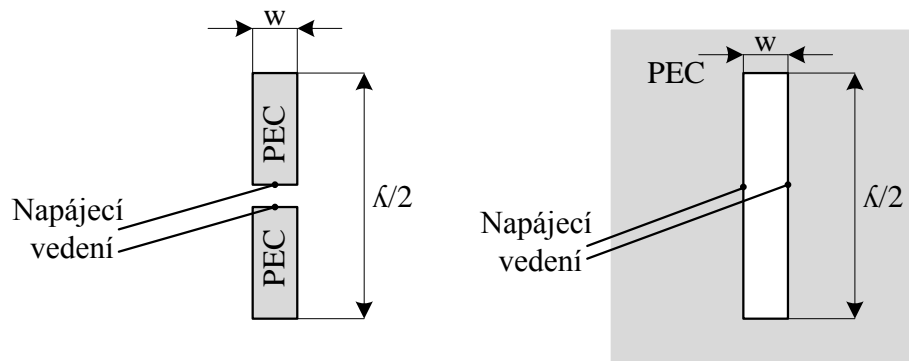
$$Z_{slot} \cdot Z_{dipol} = \frac{Z_0^2}{4} \quad (3.10)$$

Dále je vyzařované pole pro vzdálenou oblast u obrazce se štěrbinou spojeno

s polem komplementárního obrazce dle vztahů (3.11).

$$E_{\phi slot} = H_{\phi dipol}, \quad E_{\psi slot} = H_{\psi dipol}, \quad H_{\phi slot} = -\frac{E_{\psi dipol}}{Z_0^2}, \quad H_{\psi slot} = -\frac{H_{\phi dipol}}{Z_0^2} \quad (3.11)$$

Pokud je štěrba vyříznuta do vodivé plochy a její rozměry jsou srovnatelné s vlnovou délkou, tak jsou s vysokou přesností splněny vztahy Babinetova principu. Štěrba se stejnými rozměry jako rezonující komplementární dipól rezonuje na stejném kmitočtu. Vzor štěrby je identický tvarem dipólu s výjimkou záměny **E** a **H** polí (Obr. 19). Pokud je dipól umístěn dle obrázku pro vertikální polarizaci, intenzita elektrického pole je u dipólu vertikálně polarizovaná, naopak u štěrby je horizontálně [1], [14].



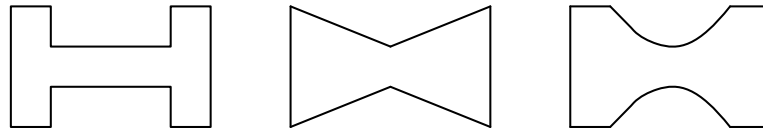
Obr. 19 Půlvlnný dipól a jeho komplement štěrbinová anténa [5]

Vstupní impedance půlvlnného dipólu je $Z_{dipol} = 73 + j42,5 \Omega$, poté vstupní impedance odpovídající štěrby dle vzorce 3.10 a pro vlastní impedanci okolí $Z_0 = 120\pi$ je:

$$Z_{slot} = \frac{Z_0^2}{4 \cdot Z_{dipol}} \cong \frac{(120 \cdot \pi)^2}{4 \cdot (73 + j42,5)} \cong 362,95 - j211,31 \Omega \quad (3.12)$$

3.3 Typy štěrbinových antén

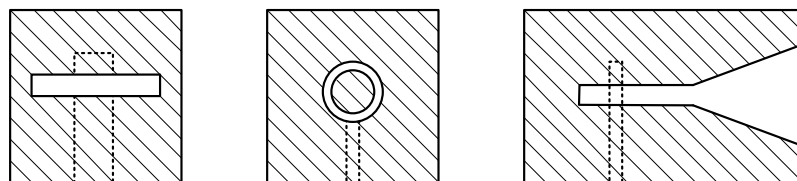
Požadavek větší šířky pásma antény vede ke snížení činitele jakosti Q . Větší šířky pásma lze dosáhnout například výběrem motivu štěrby, apertury či výběrem vhodného substrátu s nízkou permitivitou. Na Obr. 20 jsou zobrazeny některé možné tvary štěrbin vhodné pro zvětšení šířky pásma. Štěrba může mít prakticky jakýkoliv průřez.



Obr. 20 Modifikace tvaru štěrby za účelem širokopásmovosti antény [5]

V praxi je používáno jen několik základních tvarů štěrbin dle Obr. 21 a to obdélníková štěrba, kruhová štěrba, obdélníkový prstenec Obr. 24 d) a zužující

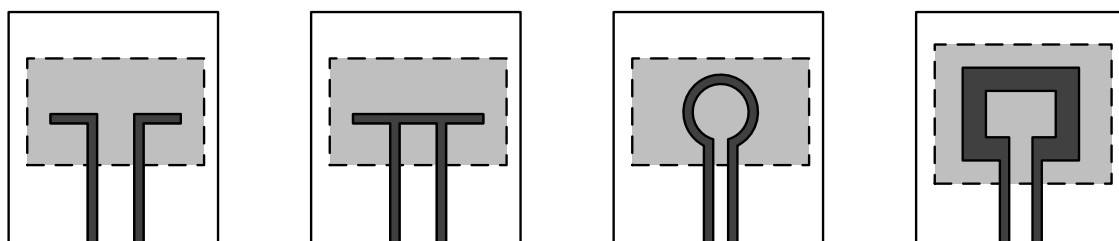
se kuželová štěrbinou. Štěrbinové antény mohou být napájeny mikropáskovým vedením, koaxiálním vedením, vlnovodem či koplanárním vlnovodným vedením [15].



a) obdélníková b) prstencová c) kónická

Obr. 21 Základní typy štěrbinových antén napájených mikropáskovým vedením [15]

Při požadavcích na velkou šířku pásma se často antény budí koplanárním vedením viz Obr. 22. Spojení mezi koplanárním vedením a samotným zářičem (flíček, štěrbinou) může být buď kapacitní, nebo induktivní. Zpětné vyzařování lze redukovat prstencovou štěrbinou.

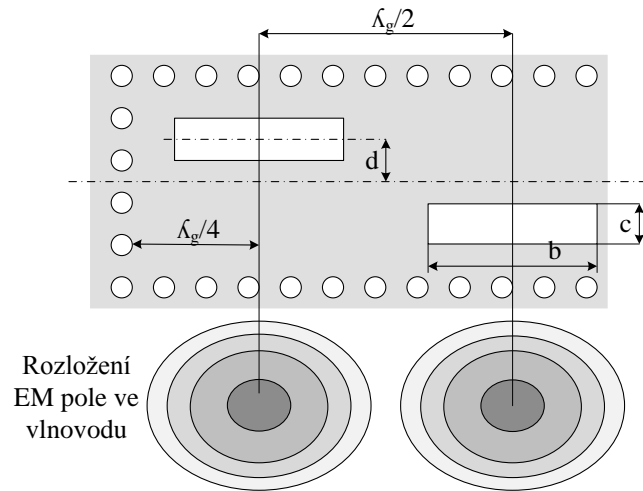


a) obdélníková s kapacitní a induktivní vazbou b) prstencová c) pravoúhlá prstencová

Obr. 22 Základní typy štěrbinových antén buzené koplanárním vedením [15]

3.4 Postup návrhu ŠA buzené pomocí SIW

Samotná štěrbinová anténní řada je tvořena několika podélnými štěrbinami umístěných v širší stěně vlnovodu s axiálním buzením. Poloha všech štěrbin je odvozena od rozložení vybuzeného elektromagnetického pole ve vlnovodu tak, aby středy štěrbin leželi v maximech tohoto pole. Rezonanční frekvence antény je určena délkou štěrbin b a šířkou štěrbin c . Poloha od osy štěrbin vůči ose SIW je definována parametrem d , odstup mezi středem jedné a následující štěrbinou je $\lambda_g/2$. Odstup středu poslední štěrbin od konce musí být $\lambda_g/4$. Všechny délkové poměry jsou zobrazeny na Obr. 23. Pro získání vzdálenosti d je třeba mít zabezpečené dobré vodivostní přizpůsobení dle vztahu (3.13).



Obr. 23 Geometrické parametry štěrbinové antény se SIW [16]

Každá štěrba je rovna vodivostnímu zkratu. Za účelem vyzáření celé efektivní energie je žádoucí, aby součet všech vodivostí štěrbin byl roven 1. Vzdálenost d lze spočítat pomocí Stevensonovi metody [16], [17]:

$$g_0 = \left(\frac{2,09 \cdot a \cdot \lambda_g}{h \cdot \lambda} \right) \cdot \cos^2 \left(\frac{\lambda \cdot \pi}{2 \cdot \lambda_g} \right), \quad (3.13)$$

$$d = \frac{a}{\pi} \cdot \arcsin \left(\sqrt{\frac{g_n}{g_0}} \right), \quad (3.14)$$

kde a , h je šířka a výška struktury SIW, λ je vlnová délka ve volném prostoru, λ_g je vlnová délka ve vlnovodu. Parametr g_0 je unitární vodivost čtvrtvlnné štěrby a g_n je rezonanční vodivost n -tého slotu normalizovaného na vstup vlnovodu. Tato vodivost je přímo úměrná vyzářenému výkonu a čtverci budícího napětí u_n . Pro N štěrbin jsou dány vztahy:

$$g_n = k \cdot u_n^2, \quad (3.15)$$

$$\sum_{n=1}^N g_n = k \cdot \sum_{n=1}^N u_n^2 = 1, \quad (3.16)$$

kde k je výkonový normalizační faktor. Parametr d lze najít výběrem relativního rozložení napětí na dané štěrbině [17].

Pro dielektrický materiál je výchozí délka štěrby b rovna polovině vlnové délky v dielektrickém substrátu λ_g s relativní permitivitou ϵ_r , vyjádřena vztahem 3.17 [16]

$$b = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{\lambda}{\sqrt{2 \cdot (\epsilon_r + 1)}} \quad (3.17)$$

Výchozí, počáteční pozice a délky štěrbin lze zvolit z předešlých vztahů, avšak jejich finální hodnoty jsou poté získávány optimalizací v programech typu Ansoft HFSS či CST MWS pro získání požadovaných parametrů činitele odrazu s_{11} .

4 Návrh a realizace anténní řady 2x1

Postup návrhu je rozdělen do několika etap. Od nejjednodušší antény s 1 štěrbinou přes anténní řadu 2x1 po anténní řadu 2x2, která je cílem práce. U jednoduššího typu štěrbinové antény je proveden výběr substrátu, výběr poměru f_{prac}/f_{krit} a volba přesahu pokovení substrátu okolo konvenčního vlnovodu. V kapitole jsou uvažovány i některé modifikace antény pro zvětšení šířky pásma jako změna tloušťky substrátu či změna obdélníkového tvaru štěrbinu za tvar motýlku. Anténa je navrhována pro Wi-Fi pásmo 5 GHz, šířka uvažovaného pásma je 5,45 – 5,725 GHz, lineární polarizace. Šířka pásma je odečítána pro hodnotu činitele odrazu $s_{11} < -10$ dB. Všechny modely a simulace jsou tvořeny v programu Ansoft HFSS.

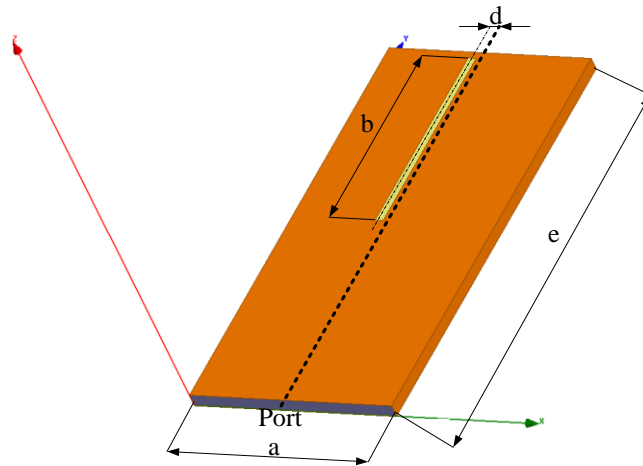
4.1 Výběr substrátu

Pro výběr vhodného materiálu jsou zvoleny substráty s menší hodnotou relativní permitivity ϵ_r , v tabulce Tab. 1 jsou uvedeny jejich parametry pro frekvenci 10 GHz. Výška obou substrátů je $h = 1,524$ mm. Substrát je vybrán pomocí simulace v programu Ansoft HFSS na modelu antény s jednou štěrbinou buzenou běžným vlnovodem pro zvolenou šířku štěrbinu c .

Substrát	ϵ_r [-]	$\text{tg } \delta$ [-]	tloušťka h [mm]
Arlon 25N	3,38	0,0025	1,524
CuClad 217	2,17	0,0009	1,524

Tab. 1 Parametry vybraných substrátů [18], [19]

Pro uvažované substráty jsou přepočítány rozměry vlnovodu i délka štěrbinu c pro střední pracovní kmitočet 5,6 GHz (vztahy 4.1 – 4.3). Jelikož Ansoft HFSS je založen na metodě konečných prvků, je vlnovod modelován stěnami z PEC materiálu s nulovou tloušťkou. Šířka štěrbinu je zvolena 1 mm. Na Obr. 24 je uvažovaný model štěrbinové antény buzené klasickým vlnovodem. Vlnovod je buzen na příčné straně v rovině XZ vlnovodným portem. U antény je z důvodu jednoduchosti modelu a ekvivalentnosti vlastností se SIW nejprve uvažováno buzení běžným vlnovodem s pevnými stěnami. V Ansoft HFSS je nastaveno řešení s adaptivní mřížkou a konvergenčním činitelem $\Delta S = 0,008$, který je definován jako maximální změna velikosti S-parametru mezi dvěma po sobě následujícími kroky simulace.



Obr. 24 Model antény s jednou štěrbinou se substrátem CuClad 217

V prvním kroku jsou vypočteny příčné rozměry vlnovodu a výchozí délka štěrbiny pro daný substrát. Je uveden výpočet pouze pro jeden substrát. U druhého substrátu se jedná o stejný postup, pouze dosažená hodnota relativní permitivity ϵ_r je jiná.

V literatuře [4] je dána podmínka jednovidovosti poměrem pracovní a kritické frekvence ve vlnovodu:

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

Hodnota poměru pracovního a kritického kmitočtu je v prvním kroku zvolena $f_{prac}/f_{krit} = 1,4$. Pro hodnotu středního kmitočtu Wi-Fi 5,6 GHz odpovídá dle vztahu 4.1 kritický kmitočet 4 GHz. Pro mezní vlnovou délku dominantního vidu platí vztah 4.2, ze kterého lze vypočítat příčnou délku vlnovodu a .

$$\lambda_{krit}^{TE10} = 2 \cdot a \rightarrow a = \frac{\lambda_{krit}^{TE10}}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 4 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}} = 20,4mm \quad (4.2)$$

Pro výpočet délky štěrbiny se musí uvažovat délka vlny pro pracovní kmitočet ve vlnovodu λ_g dle uvedeného vztahu 4.3, kde symbol λ_{prac} je délka vlny v substrátu.

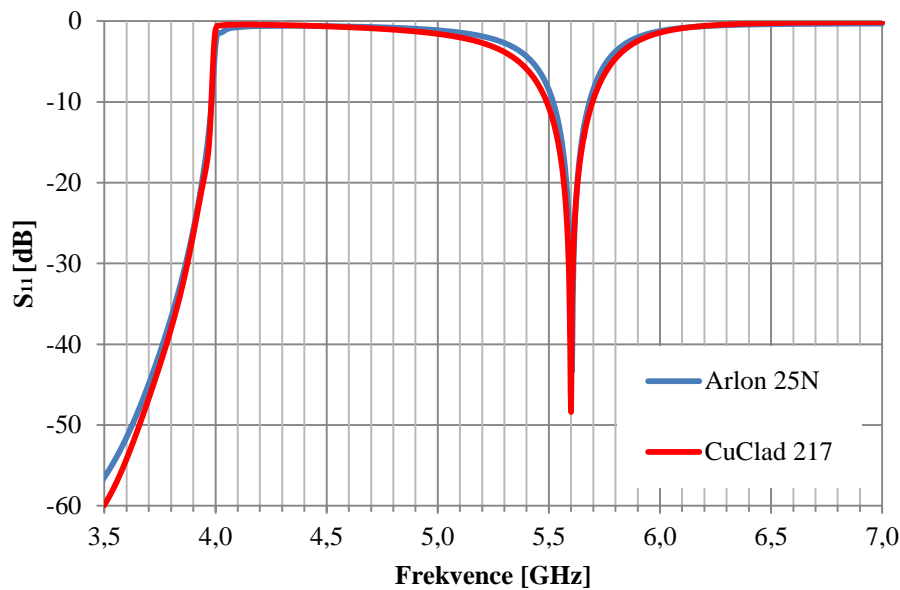
$$\lambda_g = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} = \frac{\frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}}{2 \cdot a}\right)^2}} = \frac{\frac{3 \cdot 10^8}{5,6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\frac{3 \cdot 10^8}{5,6 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}}}{2 \cdot 20,4 \cdot 10^{-3}}\right)^2}} = 41,65mm \quad (4.3)$$

Nejprve je modelován vlnovod s vypočtenou délkou příčné strany a pro daný pracovní kmitočet a zvolenou délkou vlnovodu $e = \lambda_g$. Rezonanční délka štěrbiny na vlnové délce λ_g je stejná jako u čtvrtvlnného dipólu $b = \lambda_g/2$. Přizpůsobení antény vůči napájení je docíleno změnou polohy štěrbiny od osy antény d . Ladění pracovního kmitočtu lze provést změnou délky štěrbiny b , viz Obr. 24. Výsledná závislost činitele odrazu pro oba substráty je na Obr. 25 a v tabulce Tab. 2 jsou shrnuty některé parametry

antény pro oba uvažované substráty. Z dosažených výsledků šířky pásma je vybrán substrát CuClad 217. V závislosti na Obr. 25 je zaznamenán jev při kritickém kmitočtu, kdy vlnovod začíná pracovat jako vedení elektromagnetické vlny.

Substrát	ϵ_r	$\lambda_{krit}^{TE_{10}}$ [mm]	λ_g [mm]	λ_{prac} [mm]	a [mm]	$B_{s_{11} = -10dB}$ [MHz]
Arlon 25N	3,38	40,81	41,65	29,15	20,4	163
CuClad 217	2,17	50,94	51,98	36,38	25,47	206

Tab. 2 Srovnání vypočtených a odečtených parametrů pro dva substráty s různou permitivitou



Obr. 25 Srovnání parametru s_{11} pro dva různé substráty

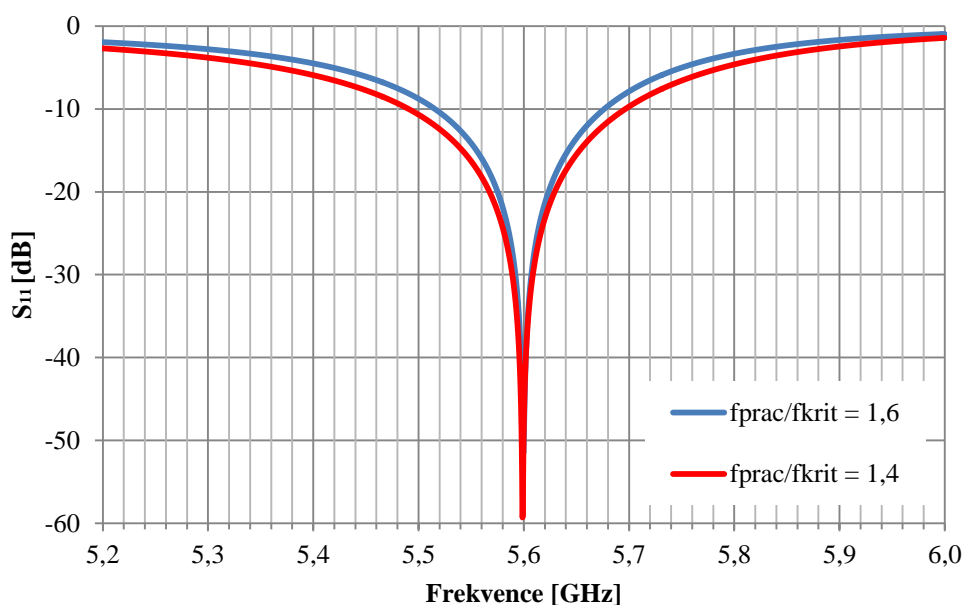
4.2 Volba poměru pracovního a kritického kmitočtu

Volba poměru pracovního a kritického kmitočtu má dopad jak na délku štěrbin, tak i na šířku vlnovodu a . Při zvětšujícím se poměru f_{prac}/f_{krit} se zkracuje délka vlny ve vlnovodu a není zapotřebí dlouhých štěrbin a tedy i celkové délky antény. V opačném případě, kdy poměr f_{prac}/f_{krit} klesá, dochází k rozšiřování příčné strany vlnovodu a , viz Tab. 3. Při nízkých hodnotách poměru se pracovní kmitočet příliš přibližuje kritické hodnotě kmitočtu vlnovodu a naopak při vyšších hodnotách poměru se možné vyšší vybuzené vidy kmitočtově přibližují k pracovnímu kmitočtu.

Jsou zvoleny dva poměry kmitočtů 1,4 a 1,6 ze středu intervalu jednovidovosti a porovnán jejich vliv na vlastnosti antény. Dle impedanční šířky pásma pro pokles činitele odrazu na hodnotu -10 dB je zvolena jedna z hodnot pro další návrh viz Obr. 26. Šířka štěrbin je opět zvolena 1 mm.

f_{prac}/f_{krit} [-]	$\lambda_{krit}^{TE_{10}}$ [mm]	λ_g [mm]	a [mm]	$B_{S_{11} = -10dB}$ [MHz]
1,4	50,94	51,98	25,47	206
1,6	58,1	46,55	29,1	160

Tab. 3 Srovnání vypočtených a odečtených parametrů pro dva různé poměry f_{prac}/f_{krit}

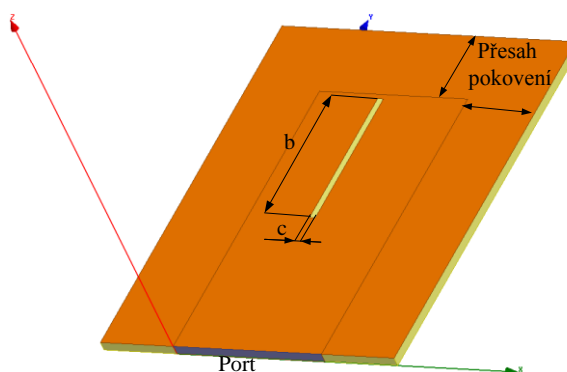


Obr. 26 Srovnání parametru s_{11} pro dva různé poměry f_{prac}/f_{krit}

Z výsledků simulace je z pohledu šířky pásma zvolen nižší z uvažovaných dvou poměrů a to $f_{prac}/f_{krit} = 1,4$.

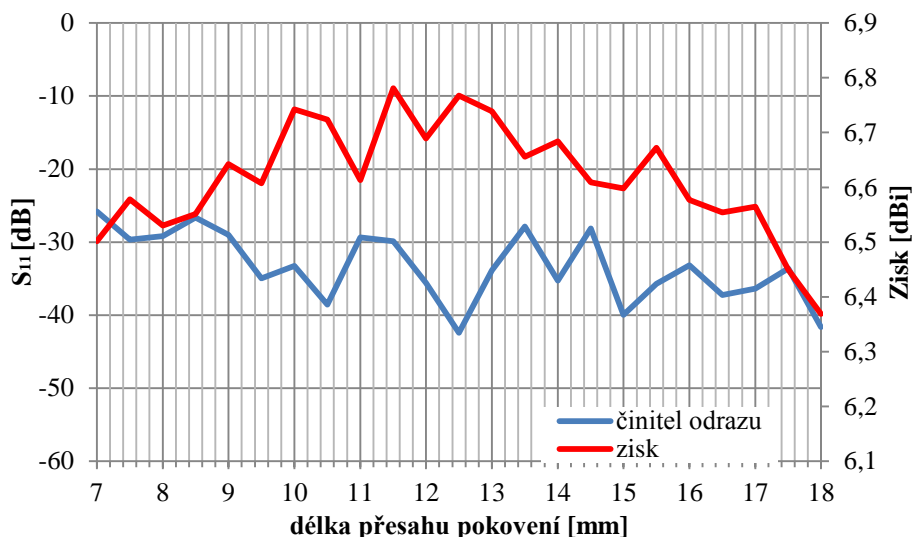
4.3 Vliv přesahů pokovení

Délka přesahů je zvolena na základě rozmítání parametru přesahu pokovení a sledování vlastností antény, viz Obr. 27. Přesahy pokovení zajišťují co nejvyšší zisk antény a přitom by malá změna velikosti přesahů neměla mít zásadní vliv na vlastnosti antény, například nepřesné ořezání antény po výrobě.



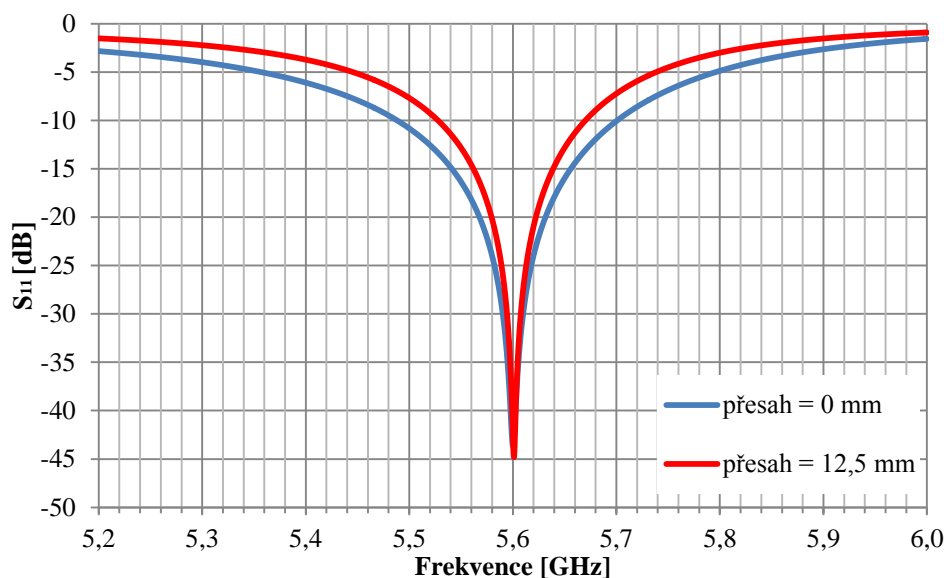
Obr. 27 Model antény s přesahy pokovení

Vliv přesahu pokovení je zkoumán pro poměr $f_{prac}/f_{krit} = 1,4$. Délka přesahů pokovení je rozmítána v rozsahu od 0 do 20 mm s krokem 1 mm. Je sledován zisk a hodnota činitele odrazu antény na pracovním kmitočtu 5,6 GHz. Přesah pokovení substrátu je uvažován pouze na vrchní straně antény, protože s přesahy pokovení na obou stranách vzniká na vnější straně antény vlnovod v polovičním módu a dochází k negativnímu ovlivnění vlastností antény. Sledovaná závislost zisku a činitele odrazu na velikosti délek přesahů pokovení antény je na Obr. 28.



Obr. 28 Závislost zisku a činitele odrazu na délce přesahů pokovení antény

Dle závislosti na Obr. 28 je zvolena optimální hodnota přesahu 12,5 mm, kdy je dosaženo zisku 6,78 dBi. Dále je patrný malý vliv velikosti přesahů na přizpůsobení antény. Pro model antény s přesahy pokovení 12,5 mm však klesla šířka pásma o 50 MHz, viz závislost činitele odrazu na Obr. 29.



Obr. 29 Závislost činitele odrazu pro antény s různým přesahem pokovení

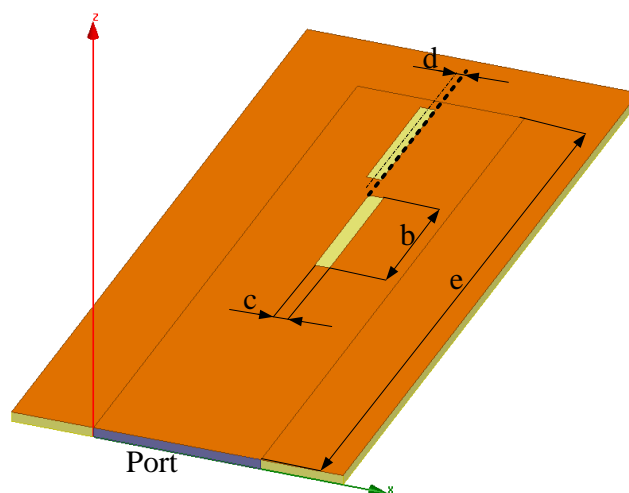
Přesné odečtené hodnoty šířky pásma pro anénu bez přesahu a s přesahem pokovení jsou uvedeny v Tab. 4.

Přesah pokovení [mm]	$B_{s11 = -10dB}$ [MHz]
0	206
12,5	146

Tab. 4 Odečtené šířky pásma pro dvě hodnoty přesahu pokovení

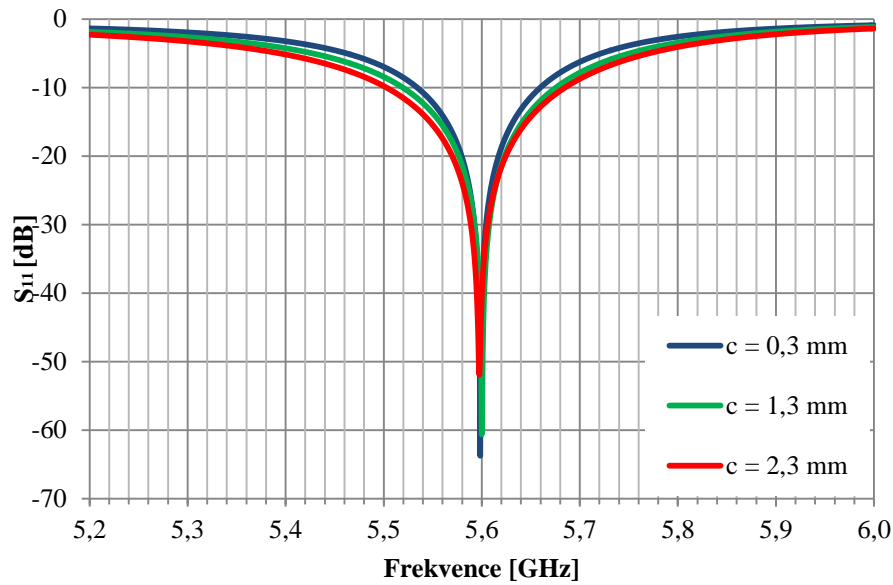
4.4 Závislost šířky štěrbin na šířce pásma

K pokrytí celého pásma Wi-Fi je potřebná šířka pásma 255 MHz, proto je dále řešena optimalizace šířky štěrbin c k dosažení co největší šířky pásma, dle analogie tlustého dipólu. Po optimalizaci šířky štěrbin c je anténa s 1 štěrbinou rozšířena na anténní řadu 2x1 dle Obr. 30. Střed štěrbin jsou od sebe ve vzdálenosti $\lambda_g/2$, tedy štěrbin leží v maximu elektromagnetického pole vybuzeného vidu a jejich vzdálenost od osy antény je dána parametrem d . Zvětšováním šířky štěrbin c dochází i k jejímu prodloužení, proto je horní hranice šířky štěrbin limitována přibližováním ke zkratu vlnovodu. Z pohledu dostatečně přesné realizovatelnosti je zvolena spodní hranice šířky štěrbin 0,3 mm. Délka antény e je z důvodu rozšíření 1 štěrbin do řady 2x1 prodloužena na $e = 3/2 * \lambda_g$. Na Obr. 30 je uveden model anténní řady 2x1.



Obr. 30 Uvažovaný model antény se dvěma štěrbinami pro $c = 2,3$ mm

Nejprve je optimalizována šířka pásma u antény s jednou štěrbinou. Na Obr. 31 je pro několik parametrů c zobrazena závislost šířky pásma antény s jednou štěrbinou. V tabulce Tab. 5 je uvedeno srovnání parametrů antény s jednou štěrbinou pro všechny řešené šířky štěrbin.



Obr. 31 Průběh činitele odrazu antény s jednou štěrbínou pro různé šířky štěrbiny

Šířka štěrbiny c [mm]	Délka štěrbiny b [mm]	Vzdálenost osy štěrbiny od osy antény d [mm]	Zisk antény [dBi]	Šířka pásma [MHz]
0,3	22,84	1,604	6,45	125
0,7	23,3	1,484	6,60	140
1,0	23,56	1,544	6,76	146
1,3	23,88	1,514	6,78	154
1,7	24,32	1,474	6,86	164
2,0	24,65	1,414	6,84	175
2,3	25,05	1,374	6,98	181

Tab. 5 Srovnání parametrů antény s jednou štěrbínou pro různé šířky štěrbiny

Dle uvedených závislostí je optimální šířka štěrbiny c pro anténu s jednou štěrbínou 2,3 mm. S touto šířkou štěrbiny byla modelována anténní řada 2x1, viz Obr. 30. V tabulce Tab. 6 jsou zaznamenány pro srovnání parametry obou antén.

Počet štěrbín	Délka štěrbiny b [mm]	Vzdálenost osy štěrbiny od osy d [mm]	Zisk antény [dBi]	Šířka pásma [MHz]
1	25,05	1,374	6,98	181
2	21,29	1,084	8,88	216

Tab. 6 Srovnání parametrů antén s jednou a dvěma štěrbínami, $c = 2,3$ mm

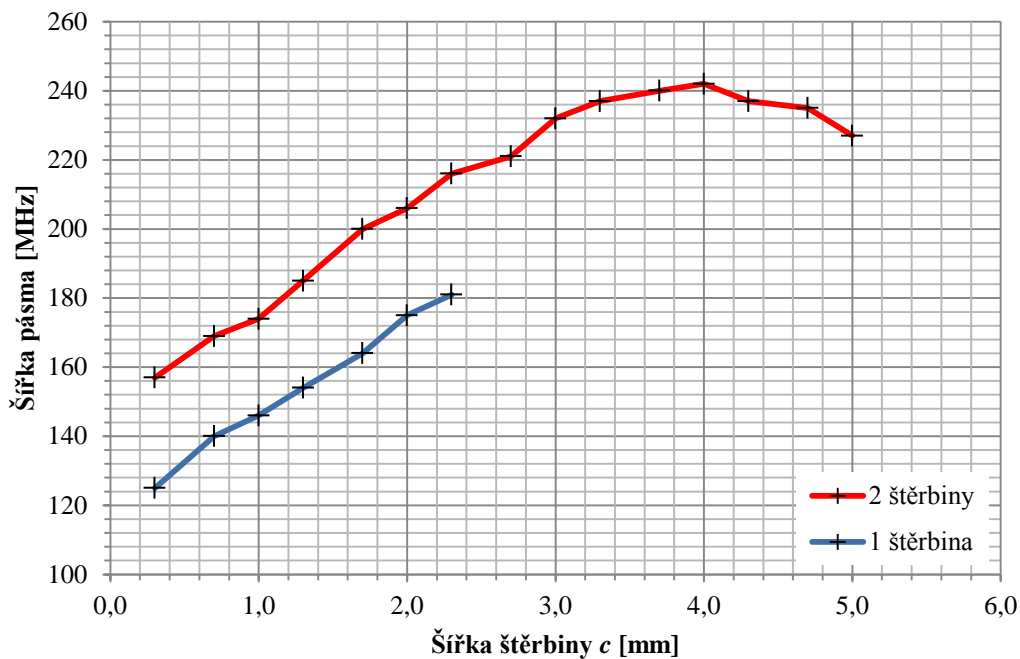
Z tabulky Tab. 6 je patrné, že u anténní řady 2x1 došlo po jejím doladění ke zkrácení štěrbin o 4 mm a zvětšení zisku o necelé 2 dB. Dle teoretických předpokladů by měl zisk vzrůst ideálně o 3 dB, což odpovídá dvojnásobnému nárůstu zisku v absolutní míře.

Díky zkrácení štěrbin v anténní řadě 2x1 je možné dál pokračovat v optimalizaci šířky štěrbin nad hodnotu $c = 2,3$ mm. Srovnání závislosti šířky pásma na daných šířkách štěrbin pro oba typy uvažovaných antén je zobrazeno na Obr. 32. Závislost impedanční šířky pásma má skoro lineární průběh až do své maximální hodnoty šířky štěrbin 4 mm. Dle závislosti na Obr. 32 je vybrána šířka štěrbin 3,7 mm, kdy je dosažená šířka pásma 240 MHz pro anténní řadu 2x1. V tabulce Tab. 7 jsou uvedeny parametry všech uvažovaných anténních řad 2x1 při řešení závislosti šířky pásma na šířce štěrbin c .

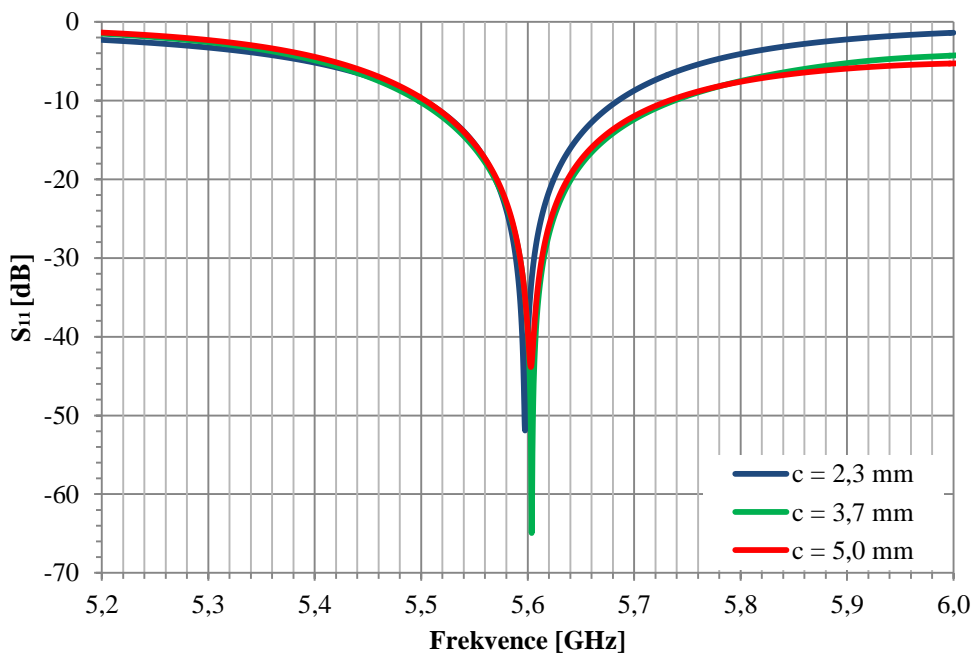
Šířka štěrbin c [mm]	Délka štěrbin b [mm]	Vzdálenost osy štěrbin od osy antény d [mm]	Zisk antény [dBi]	Šířka pásma [MHz]
0,3	21,40	1,284	8,44	157
0,7	21,30	1,234	8,63	169
1,0	21,28	1,204	8,78	174
1,3	21,28	1,184	8,76	185
1,7	21,29	1,144	8,76	200
2,0	21,29	1,104	8,80	206
2,3	21,29	1,084	8,89	216
2,7	21,31	1,054	8,81	221
3,0	21,43	1,044	8,90	232
3,3	21,49	1,034	8,87	237
3,7	21,60	1,044	8,85	240
4,0	21,75	1,064	8,79	242
4,3	21,86	1,064	8,99	237
4,7	22,06	1,114	8,94	235
5,0	22,23	1,144	8,98	227

Tab. 7 Srovnání parametrů antén se dvěma štěrbinami pro různé šířky štěrbin

Pro přehlednost jsou z tabulky Tab. 7 vyneseny pouze 3 průběhy činitele odrazu pro různé šířky štěrbin, Obr. 33. Je nutno podotknout, že se jedná stále o anténu s ideálním portem a vlnvodem s pevnými stěnami, proto je třeba brát tyto vlastnosti zatím s rezervou.



Obr. 32 Závislost impedanční šířky pásma antény na šířce štěrbiny



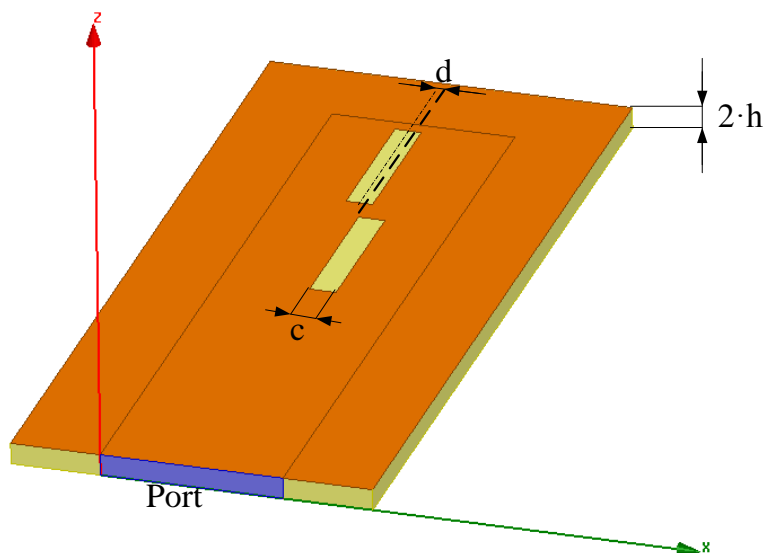
Obr. 33 Průběh činitele odrazu antény se dvěma štěrbinami pro různé šířky štěrbiny

4.5 Modifikace antény za účelem zvětšení šířky pásma

U antény s šířkou štěrbiny $c = 3,7$ mm je dosaženo šířky pásma 240 MHz, pro uvažovanou aplikaci je zapotřebí pokrýt šířku pásma 255 MHz. V kapitole jsou zkoumány modifikace antény pro možné zvětšení šířky pásma a to anténa s dvojnásobnou šířkou substrátu a anténa se štěrbinami ve tvaru motýlku.

4.5.1 Dvojnásobná tloušťka substrátu

Dle závislosti v teoretické části práce na Obr. 4 je patrné, že zvětšováním tloušťky substrátu dochází i k lineárnímu nárůstu šířky pásma. U dosavadní antény se dvěma štěrbinami je zvětšena tloušťka substrátu z $h = 1,524$ mm na $2 \cdot h = 3,048$ mm a jsou porovnány její vlastnosti. Uvažovaný model antény pro analýzu je uveden na Obr. 34.

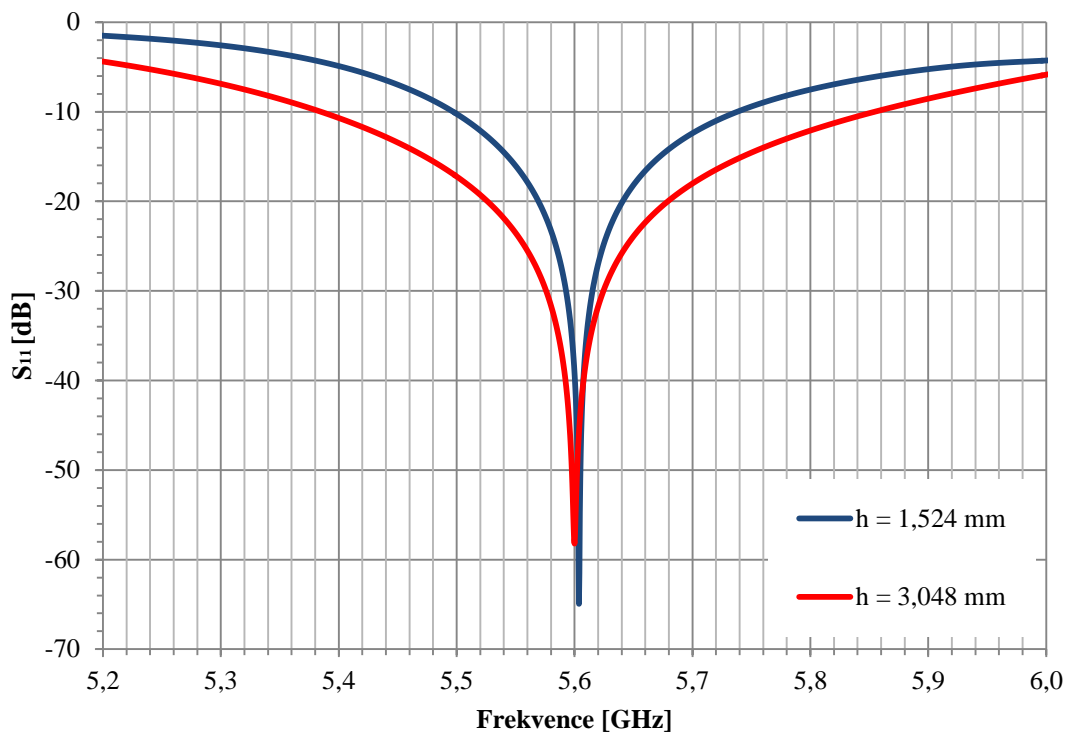


Obr. 34 Uvažovaný model antény se dvěma štěrbinami pro $2 \cdot h = 3,048$ mm

Výsledky analýzy antény jsou shrnuty v tabulce Tab. 8. Průběh frekvenční závislosti činitele odrazu je na Obr. 35. Z výsledků je patrný skoro dvojnásobný nárůst šířky pásma. Anténa s šířkou pásma 471 MHz by zcela vyhovovala i s velkou rezervou pro uvažovanou aplikaci. Anténa by však musela být realizována nalepením dvou substrátů s $h = 1,524$ mm na sebe a značné množství prokovů by se muselo ručně propájet. V mezivrstvě antén by mohlo navíc docházet k rozliti cínu, což by vedlo ke značné degradaci vlastností antény. Pro uvažovanou velikost modelu anténní řady 2x1 by se jednalo asi o 50 prokovů. Proto není dále anténa s dvojnásobnou tloušťkou substrátu řešena.

Tloušťka substrátu [mm]	Šířka štěrbin c [mm]	Délka štěrbin b [mm]	Vzdálenost osy štěrbin od osy antény d [mm]	Zisk antény [dBi]	Šířka pásma [MHz]
1,524	3,7	21,6	1,044	8,85	240
3,048	3,7	21,95	1,494	8,88	471

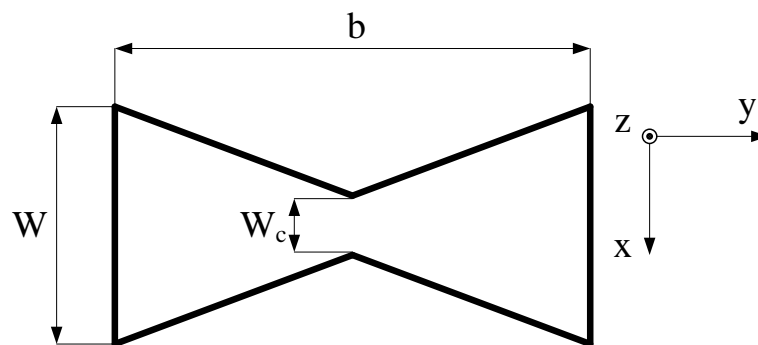
Tab. 8 Srovnání parametrů antény se dvěma štěrbinami pro různé tloušťky substrátu



Obr. 35 Průběh činitele odrazu pro dvě různé tloušťky substrátu h

4.5.2 Štěrbina tvaru motýlek

Motýlkový tvar antény je znám hlavně u drátových antén, kdy díky jeho modifikaci vznikají různé širokopásmové dipóly. Podobného efektu by mohlo být dosaženo i u motivu štěrbinu, čímž se zabývá tato kapitola. Analýza se zabývá hlavně poměrem délek stran motýlku W/W_c , tedy úhlu rozevření. Úhel rozevření má u dipólových antén ve tvaru motýlka zásadní vliv na širokopásmovost antény. Na Obr. 36 je zobrazen motýlkový tvar štěrbinu s jeho parametry.

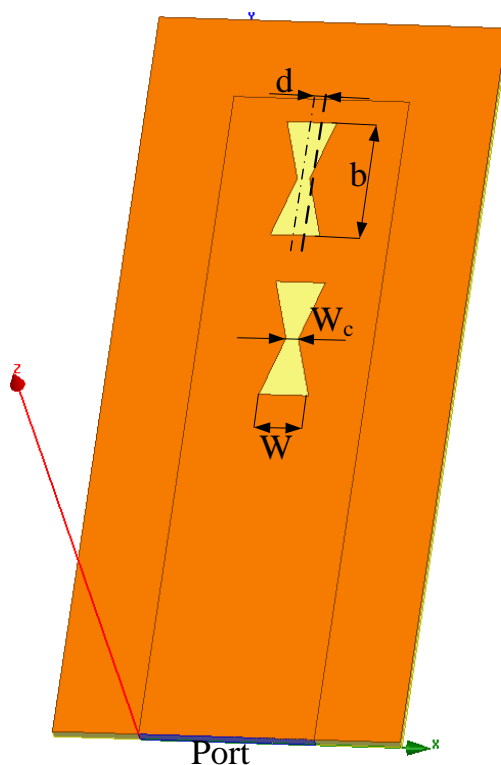


Obr. 36 Průběh činitele odrazu pro dvě různé tloušťky substrátu h

V tabulce Tab. 9 jsou uvedeny pouze parametry pro nejlepší výsledky optimalizací poměrů W/W_c . Z uvedených výsledků je vybrán poměr $W/W_c = 4$, kdy je dosaženo největší šířky pásma. Na Obr. 37 je zobrazena anténa se zvoleným poměrem motýlkového motivu štěrbinu W/W_c i s popisem uvedených parametrů antény.

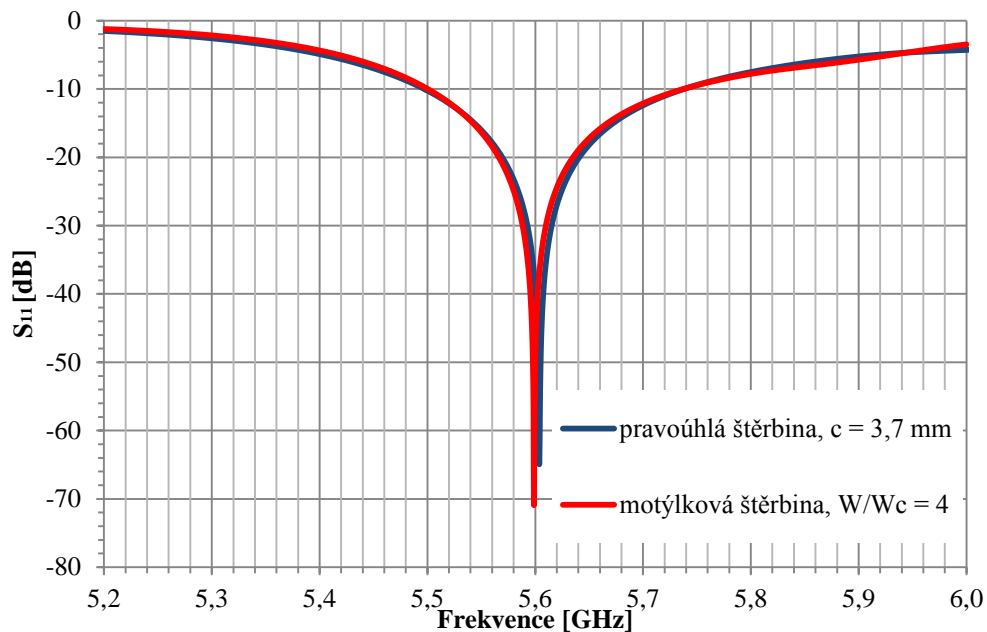
Poměr W/W_c [-]	W_c [mm]	Délka štěrbiny b [mm]	Vzdálenost osy štěrbiny od osy antény d [mm]	Zisk [dBi]	Šířka pásma [MHz]
3	2,9	19,2	0,984	8,90	235
3,7	2,0	18,58	0,904	8,88	235
4	1,8	18,45	0,904	8,86	237
5	1,8	17,82	0,904	8,85	227

Tab. 9 Parametry antény s motýlkovým motivem štěrbin



Obr. 37 Model antény s motýlkovými štěrbinami

Pomocí optimalizace motýlkového tvaru štěrbin je docíleno pouze srovnatelného výsledku ohledně šířky pásma jako u klasické štěrbinové antény pro $c = 3,7$ mm. Proto se od dalšího řešení této modifikace štěrbinové antény také upustilo a dále je řešena pouze štěrbinová anténa s obdélníkovým tvarem štěrbin. Srovnání frekvenční závislosti činitele odrazu pro obě antény s různými tvary štěrbin je zobrazeno na Obr. 38.



Obr. 38 Srovnání činitele odrazu pro klasický a motýlkový motiv tvaru štěrby

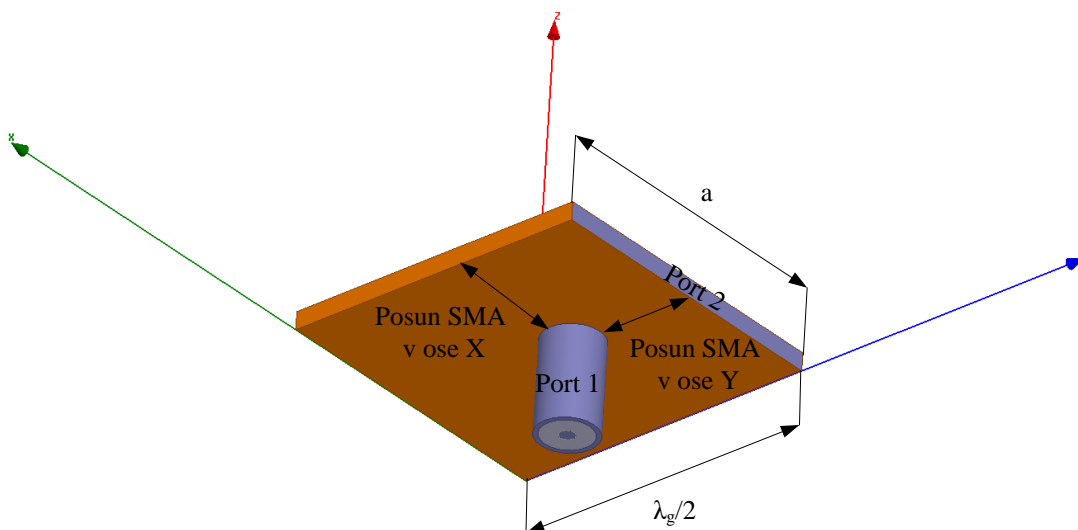
4.6 Koaxiální přechod na vlnovod

Pro napájení antény se SIW je vybrán z uvažovaných přechodů koaxiální přechod na strukturu SIW s SMA konektorem. Přechod vykazuje nulové ztráty vyzařováním, je jednoduchý na realizaci a dostatečně širokopásmový. Kapitola popisuje analýzu a návrh zvoleného koaxiálního přechodu na SIW realizovaného pomocí SMA konektoru. K napájení anténní řady 2x1 jsou použity konektory SMA od firmy Pasternack. Konektory dle jejich fyzických rozměrů jsou modelovány v simulačním programu. Druhá část kapitoly se zabývá připojením optimalizovaného přechodu k štěrbinové anténě a úpravami antény před konverzí na SIW.

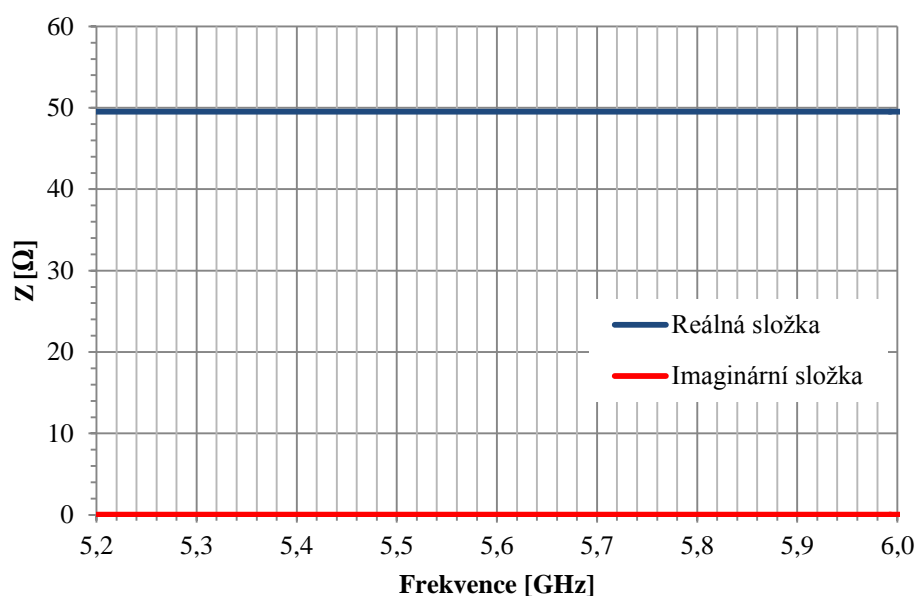
4.6.1 Analýza koaxiálního přechodu na vlnovod

Model koaxiálního přechodu je vytvořen dle kapitoly 2.1.1. Na obrázku 39 je uveden model koaxiálního přechodu na vlnovod. K části vlnovodu, který napájí štěrbinovou anténu, o délce $\lambda_g/2$ a šířce a je připojen vytvořený model SMA konektoru. Doposud uvažované modely antén jsou vlnovodným portem z čelní strany vlnovodu antény. Nyní je čelní strana nahrazena vlnovodným zkratem a koaxiální konektor je umístěn do výchozí polohy ve vzdálenosti $\lambda_g/4$ od vlnovodného zkratu, viz Obr. 9 v kapitole 2.1.1.

Cílem optimalizace polohy SMA konektoru v osách X, Y (Obr. 39) z výchozí polohy je minimalizace hodnoty činitele odrazu na vstupu antény a maximalizace hodnoty činitele přenosu s_{12} mezi konektorem SMA a Portem2. Model vytvořeného koaxiálního přechodu je na Obr. 39. Frekvenční závislost vstupní impedance SMA konektoru je na Obr. 40, kde je patrné, že je konektor opravdu zajišťuje reálnou 50 Ω impedanci na vstupu antény.



Obr. 39 Model koaxiálního přechodu na konvenční vlnovod – pohled ze spodní strany

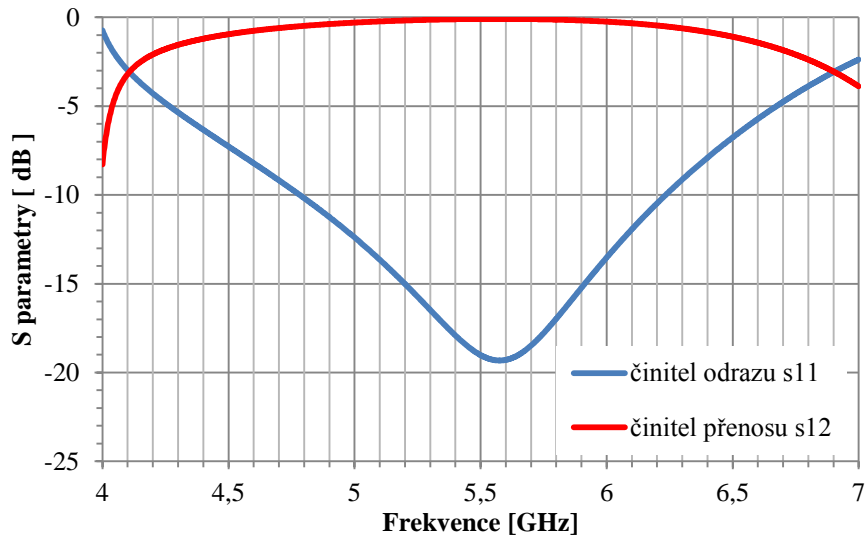


Obr. 40 Vstupní impedance modelovaného SMA konektoru

Frekvenční závislost činitele odrazu a přenosu optimalizovaného koaxiálního přechodu na vlnovod je zobrazen na Obr. 41. V tabulce Tab. 10 jsou uvedeny optimalizované parametry polohy SMA konektoru vůči zkratu vlnovodu.

Činitel odrazu s_{11} [dB]	Činitel přenosu s_{12} [dB]	Vychýlení SMA z výchozí polohy v ose X [mm]	Vychýlení SMA z výchozí polohy v ose Y [mm]
- 19,3	- 0,09	- 0,1	2,2

Tab. 10 Optimalizované parametry polohy SMA konektoru

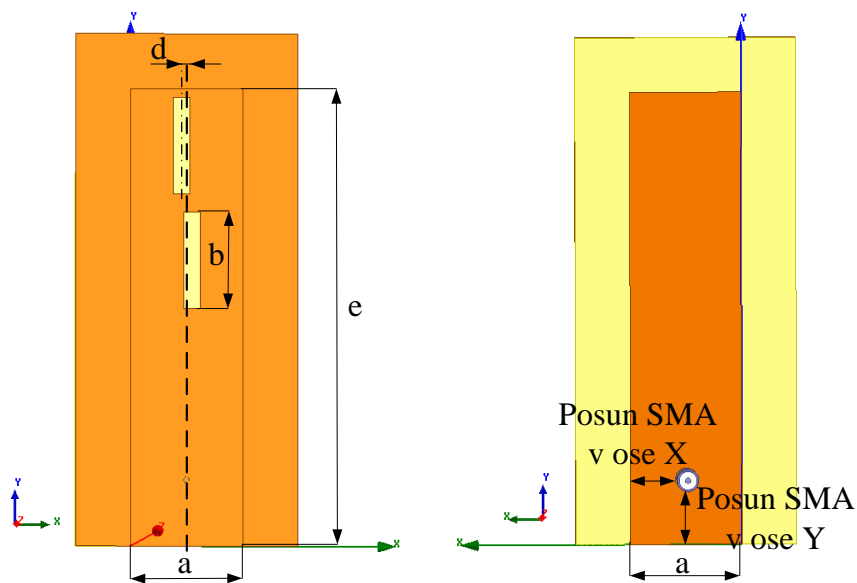


Obr. 41 Závislost činitele odrazu a činitele přenosu koaxiálního přechodu na vlnovod

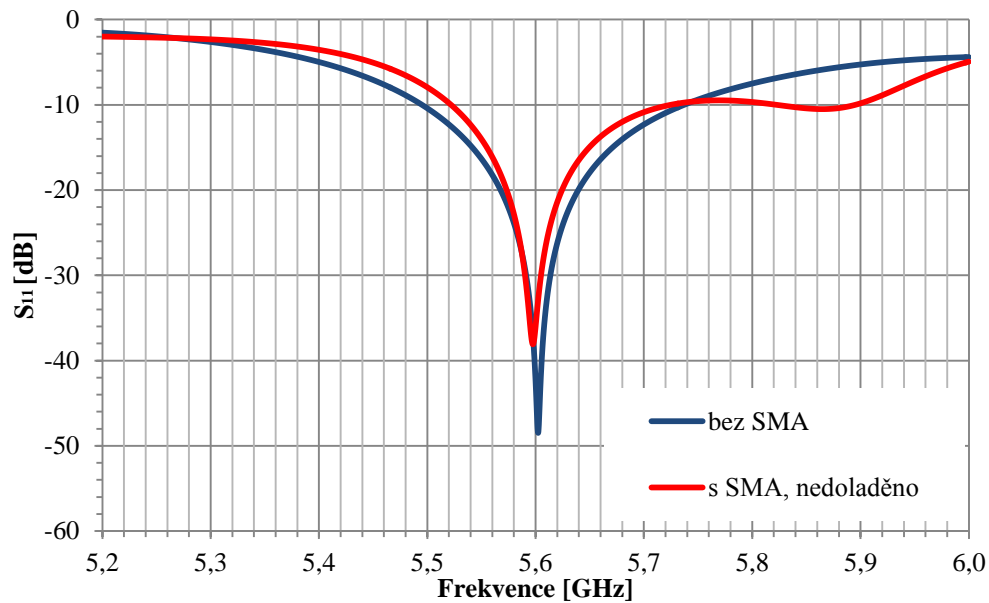
4.6.2 Připojení přechodu k štěrbinové anténní řadě

V dalším kroku je připojen optimalizovaný koaxiální přechod k anténní řadě 2x1 s šířkami štěrbin $c = 3,7$ mm dle kapitoly 4.4. Model antény s připojeným koaxiálním přechodem je na Obr. 42. K anténě o délce $e = 3/2 * \lambda_g$ je připojen koaxiální přechod na vlnovod o délce $\lambda_g/2$. Celková délka antény, která odpovídá modelu uvedenému na Obr. 42 je $e = 2 * \lambda_g = 104$ mm.

Frekvenční závislost činitele odrazu na vstupu antény po připojení konektoru SMA (červená charakteristika) je na Obr. 43. Je patrné zmenšení impedanční šířky pásma na hodnotu 200 MHz, proto je opět provedena optimalizace šířky pásma v závislosti na šířce štěrbin c . V tabulce Tab. 11 jsou uvedeny parametry anténní řady 2x1 s připojeným SMA konektorem pro různé šířky štěrbin.



Obr. 42 Model antény s koaxiálním konektorem SMA, horní (vlevo) a spodní pohled (vpravo)

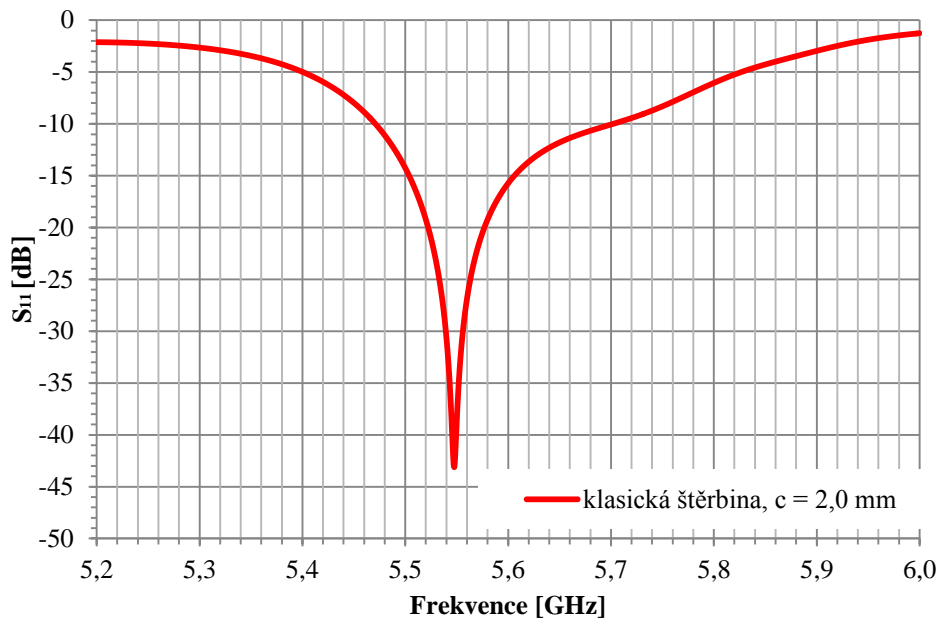


Obr. 43 Závislost činitele odrazu pro anténu napájenou koaxiálním konektorem SMA

Šířka štěrbin c [mm]	Délka štěrbin b [mm]	Vzdálenost osy štěrbin od osy antény d [mm]	Zisk antény [dBi]	Šířka pásma [MHz]
3,7	21,92	1,184	8,85	178
3,3	21,70	1,134	8,83	193
3,0	21,70	1,134	8,85	196
2,7	21,62	1,144	8,84	204
2,3	21,55	1,134	8,81	220
2,0	21,40	1,124	8,74	236
1,7	21,40	1,134	8,78	227
1,3	21,50	1,164	8,62	206
1,0	21,40	1,184	8,65	203
0,7	21,50	1,204	8,61	186
0,3	21,55	1,214	8,32	155

Tab. 11 Parametry antén s SMA konektorem pro různé šířky štěrbin

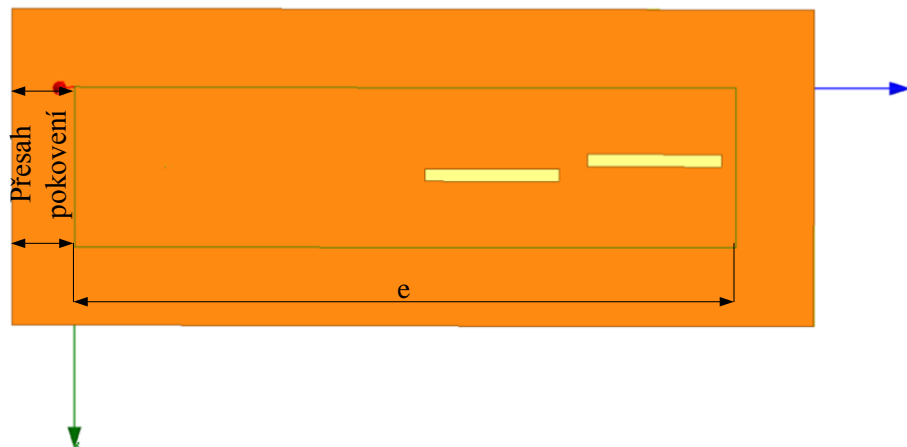
V tabulce Tab. 11 je zvýrazněn řádek optimální konfigurace antény, kdy je dosaženo největší šířky pásma 236 MHz. Závislost činitele odrazu vybrané varianty antény je zobrazen na Obr. 44. Je patrné, že se nepodařilo zcela pokrýt Wi-Fi pásmo 5 GHz s impedanční šířkou pásma 255 MHz pro hodnotu $s_{11} = -10$ dB. V praxi však lze tolerovat i impedanční šířku pásma s menšími nároky. Impedanční šířka pásma antény pro hodnotu $s_{11} = -9$ dB (PSV = 2,0) je 257 MHz. Pro uvažovanou aplikaci má tedy anténní řada 2x1 s pevnými stěnami vlnovodu dostačující parametry.



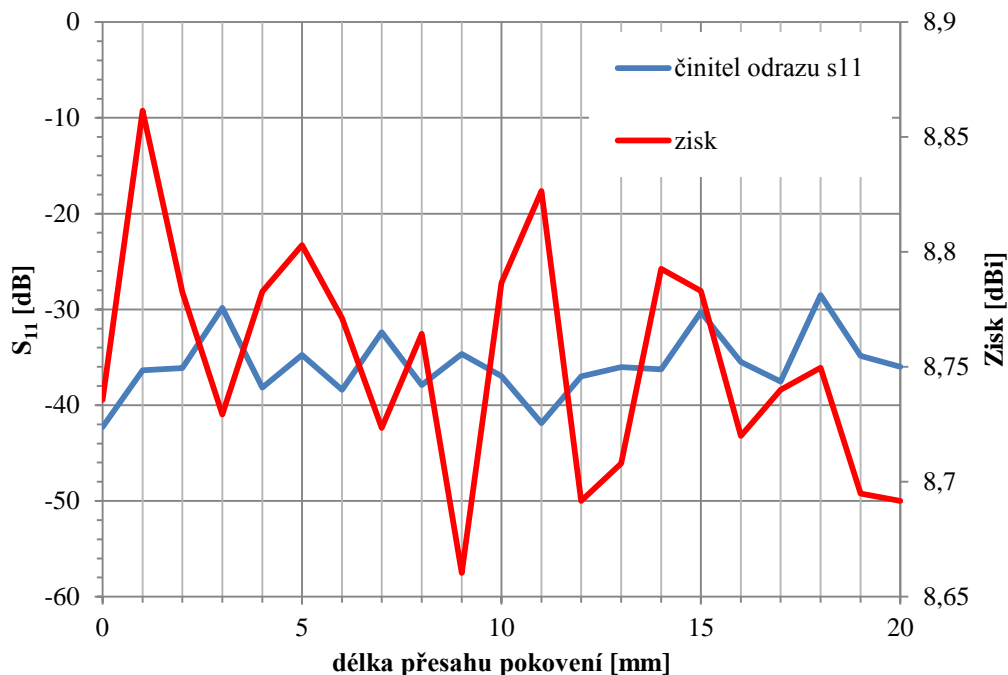
Obr. 44 Závislost činitele odrazu antény s SMA konektorem pro $c = 2,0$ mm

4.6.3 Volba přesahu pokovení ze strany ideálního portu

Model anténní řady 2×1 je třeba doplnit o přesah pokovení na místě, kde byl umístěn vlnovodný port, viz Obr. 45. Pro vyšetření optimální délky přesahu pokovení je rozmítána délka přesahu pokovení v rozsahu od 0 do 20 mm a sledovány vlastnosti antény pro daný pracovní kmitočet 5,6 GHz. Výsledek analýzy je uveden na Obr. 46. Z grafu je patrný minimální vliv velikosti přesahu pokovení jak na impedanční přizpůsobení, tak i na zisk antény a je vybrána hodnota přesahu pokovení 10 mm.



Obr. 45 Model antény pro analýzu přesahu pokovení ze strany portu a prodlužování délky vlnovodu e



Obr. 46 Závislost zisku a činitele odrazu na délce přesahu pokovení

4.6.4 Vliv prodlužování vlnovodu antény na šířku pásma

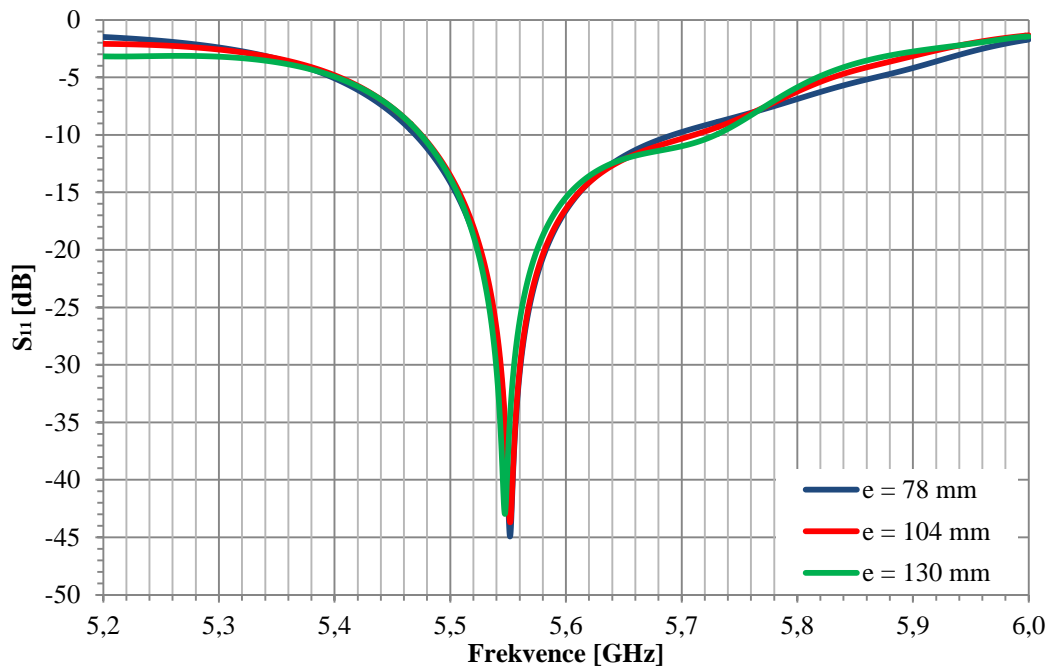
V posledním kroku před konverzí na strukturu SIW je zkoumán vliv prodloužení vlnovodu e (Obr. 45) antény na šířku pásma. Vlnovod je prodlužován, resp. zkracován o hodnotu $\lambda_g/2$ z důvodu zachování vzdáleností maxim elektromagnetického pole ve vlnovodu mezi štěrbinami a koaxiálním buzením. Z praktických důvodů celkové délky antény jsou uvažovány pouze 3 délky antény. Minimální délka $3/2 * \lambda_g = 78$ mm, aktuální délka vlnovodu antény je $2 * \lambda_g = 104$ mm a další možná délka $5/2 * \lambda_g = 130$ mm. Další zvyšování délky vlnovodu znamená již neúnosnou celkovou délku antény.

Frekvenční závislost činitele odrazu pro různé délky vlnovodu antény je zobrazena na Obr. 47. Odečtené hodnoty šířky pásma pro dané varianty jsou v tabulce Tab. 12.

Délka antény e [mm]	$B_{s_{11} = -10 \text{ dB}}$ [MHz]
78	222
104	236
130	255

Tab. 12 Hodnoty šířky pásma pro různé délky vlnovodu antény

Dle výsledků je zvolena délka vlnovodu antény $e = 130$ mm, kdy došlo k mírnému zvětšení impedanční šířky pásma na hodnotu 255 MHz pro hodnotu $s_{11} = -10$ dB, což zcela splňuje předem kladené požadavky.



Obr. 47 Závislost činitele odrazu pro různé délky vlnvodu antény e

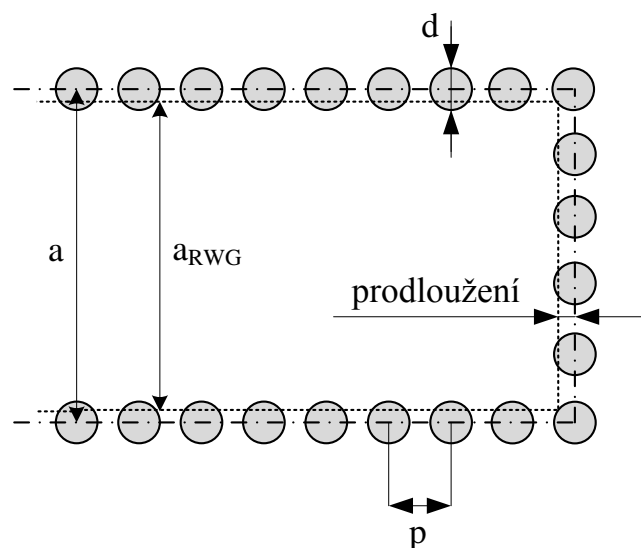
4.7 Konverze anténní řady 2x1 na strukturu SIW

Konverze na strukturu SIW je provedena dle kapitoly 1.5. Vztahy jsou pro přehlednost uvedeny níže v této kapitole. Přepočítání je založeno na iterační metodě, kde vstupními parametry jsou příčná strana obdélníkového vlnvodu a_{RWG} , průměr prokvy d a rozestup prokvy p . Výstupním parametrem je hledaná příčná strana vlnvodu a tvořeného SIW. Hodnota průměru prokvy d je zvolena 2,0 mm. Hodnota vzdálenosti středů prokvy $p = 3,65$ mm je zvolena s ohledem na podmínku minimalizace úniku energie mezi prokvy, $p/d \leq 2$. Na Obr. 48 je uveden optimalizovaný model před konverzí na strukturu SIW.



Obr. 48 Finální model antény s konvečním vlnovodem před konverzí na SIW

Při návrhu musí být brán v úvahu fakt, že dochází při přepočtu na strukturu SIW k mírnému rozšíření a prodloužení vlnvodu antény v osách X a Y. Jev je přehledně zobrazen na Obr. 49.



Obr. 49 Geometrické poměry konvečního vlnvodu a struktury SIW

Hodnota a_{RWG} odpovídá šířce běžného obdélníkového vlnvodu RWG, Obr. 48, 49. Šířka vlnvodu tvořeného prokovy (SIW) je označena jako a .

Níže uvedené vztahy jsou převzaty pro přehlednost z kapitoly 1.5:

$$a_{RWG} = a \cdot \bar{a} \quad (4.1)$$

Parametr \bar{a} je normalizovaná šířka ekvivalentního vlnvodu a je dána vztahem 4.2

$$\bar{a} = k_1 + \frac{k_2}{\frac{p}{d} + \frac{k_1 + k_2 - k_3}{k_3 - k_1}}, \quad (4.2)$$

kde parametry k_x jsou dány následujícími vztahy.

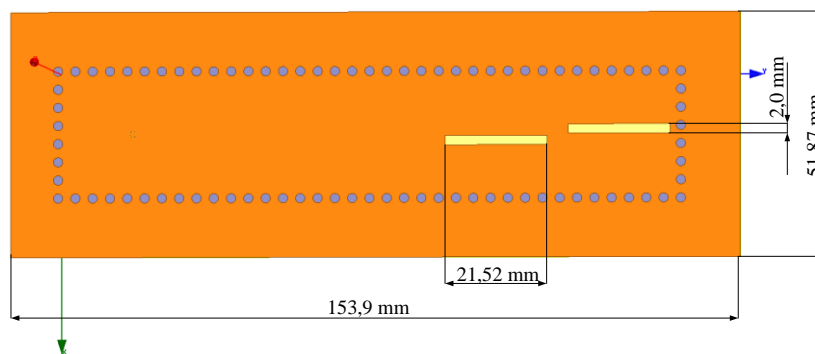
$$k_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{a}{p} - 1,0684}, \quad k_2 = -0,1183 - \frac{1,2729}{\frac{a}{p} - 1,201}, \quad k_3 = 1,0082 - \frac{0,9163}{\frac{a}{p} + 0,2152} \quad (4.3)$$

Pro výše zvolené a odečtené hodnoty jsou v tabulce Tab. 13 konečné výsledky konverze dle návrhových vztahů pro model šěrbinové anténní řady 2x1 se strukturou SIW. Z rozdílu hodnot a a a_{RWG} je patrná hodnota prodloužení a rozšíření vlnvodu, viz Obr. 49.

p [mm]	d [mm]	a [mm]	k_1 [-]	k_2 [-]	k_3 [-]	\bar{a} [-]	a_{RWG} [mm]
3,65	2	26,871	1,07486	-0,32491	0,88727	0,94779	25,4681

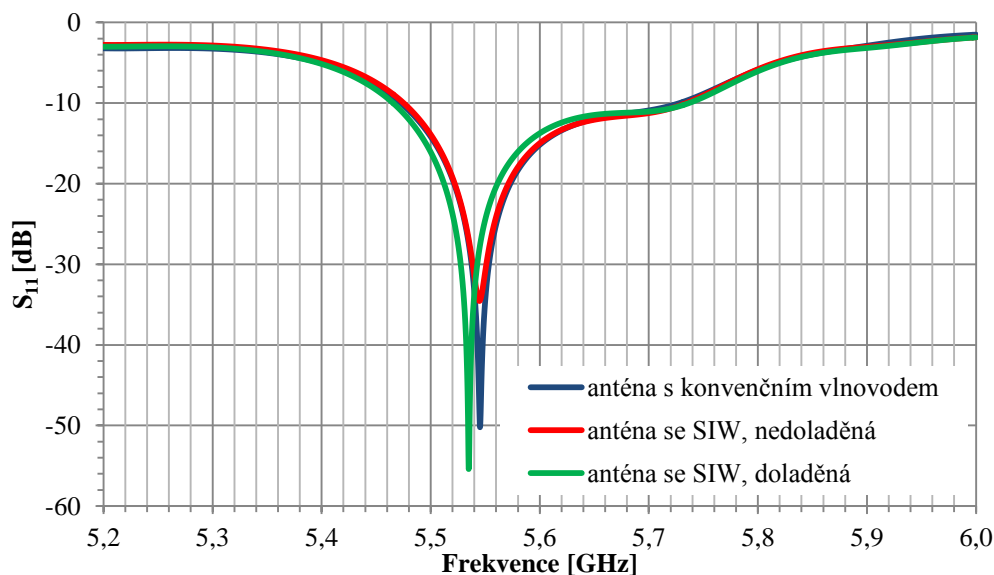
Tab. 13 Výsledné parametry anténní řady 2x1 se strukturou SIW

Model anténní řady 2x1 se strukturou SIW a geometrickými parametry je zobrazen na Obr. 50. Anténa je relativně dlouhá a obsahuje 86 prokovů.



Obr. 50 Model konečné verze anténní řady 2x1 se SIW

Na Obr. 51 je srovnání průběhu činitele odrazu pro anténní řadu 2x1 se SIW a anténní řadu 2x1 s RWG. Z průběhu je patrná shoda činitele odrazu obou typů antén. Anténa se SIW je mírně doladěna pro dosažení větší šířky pásma, což zobrazuje zelená křivka. V tabulce Tab. 14 jsou odečtené hodnoty šířky pásma pro všechny 3 průběhy činitele odrazu na Obr. 51.



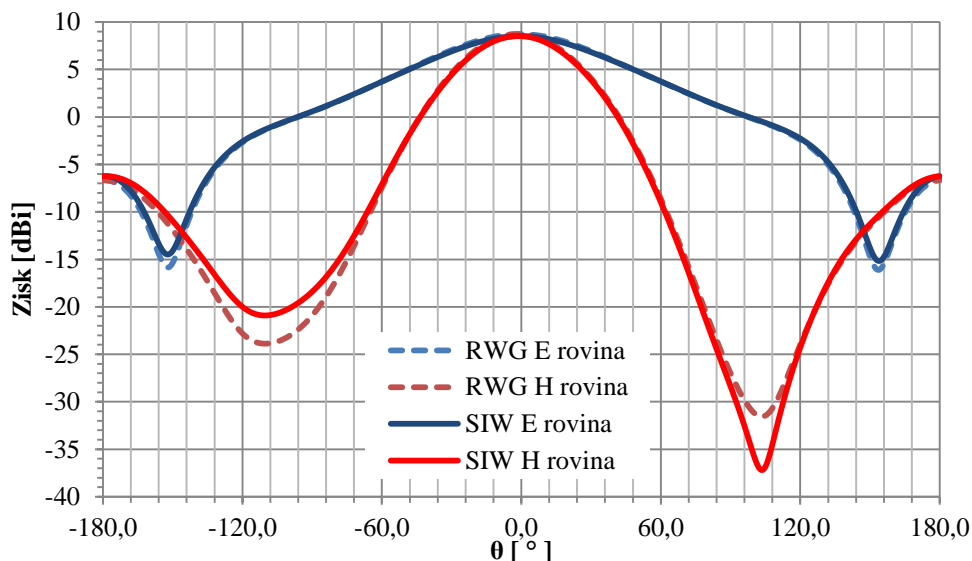
Obr. 51 Srovnání činitele odrazu pro anténní řady s konvenčním vlnovodem a se SIW

Typ modelu antény	Zisk [dBi], $f = 5,6$ GHz	$B_{S_{11} = -10 \text{ dB}}$ [MHz]
Anténa s konvenčním vlnovodem	8,74	255
Anténa se SIW, nedoladěná	8,57	262
Anténa se SIW, doladěná	8,40	271

Tab. 14 Srovnání šířky pásma a zisku pro oba finální typy antén

Vlastnosti obou typů antén jsou srovnány i na směrových charakteristikách E a H roviny pro $f = 5,6$ GHz, Obr. 52. Ze srovnání průběhu činitele odrazu i směrových charakteristik je patrné, že oba typy antén mají ekvivalentní vlastnosti. Pouze u antény

po přepočtu na strukturu SIW klesl mírně zisk z 8,72 dBi na 8,40 dBi.

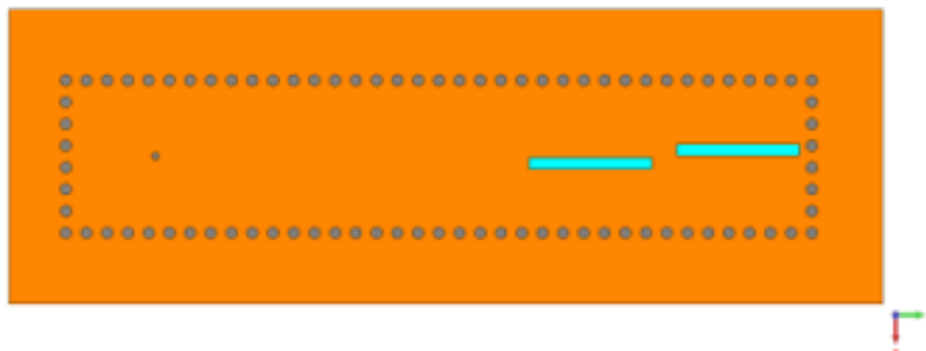


Obr. 52 Srovnání vyzářovacího diagramu v E rovině, $f=5,6$ GHz

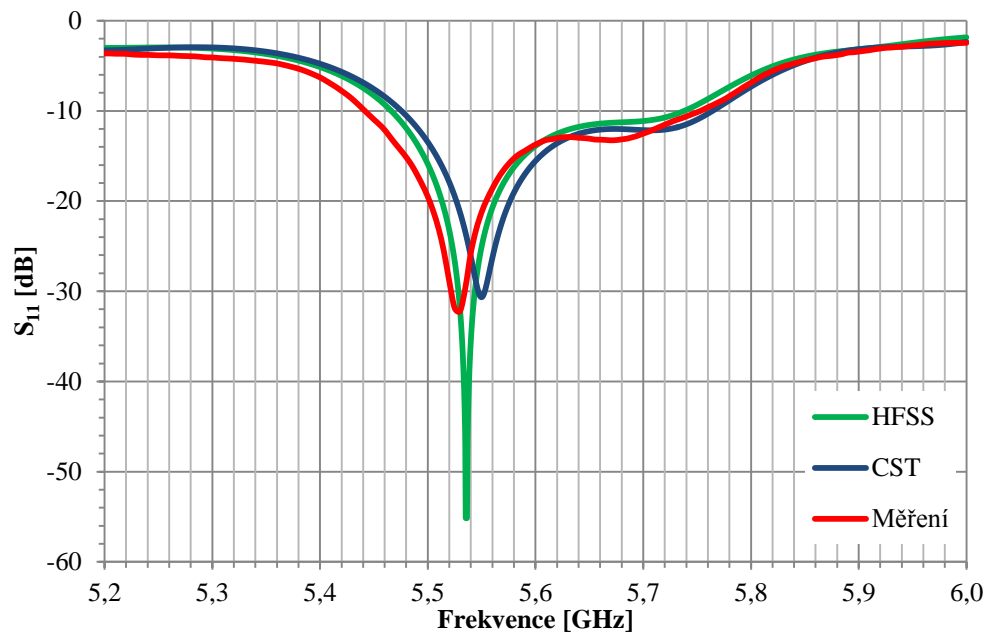
4.8 Srovnání výsledků simulace a měření antény

Před realizací antény je anténní řada se SIW strukturou modelována pro ověření výsledků z Ansoft HFSS také v simulačním programu CST Studio. V CST je nastavena základní mřížka 20 vzorků na vlnovou délku, kdy celkový počet buněk dosahuje 1 300 000. V časovém solveru je zvolena adaptivní mřížka s maximem 3 kroků. V CST byl nastaven stejný konvergenční činitel $\Delta S = 0,008$ jako v HFSS. Simulace konverguje již při druhém kroku, ovšem výpočet trvá více jak 12 hodin na počítači s čtyřjádrovým procesorem Intel i7. Simulace v Ansoft HFSS s adaptivní mřížkou trvala se stejnou přesností necelých 30 min. Je to dáno rozdílnou výpočetní metodou obou programů. CST využívá integrální metody, oproti tomu HFSS využívá metody konečných diferencí.

Na Obr. 53 je model anténní řady 2x1 v CST. Po úspěšném ověření výsledků z obou programů je anténa vyrobena a změřen její činitel odrazu s_{11} . Na Obr. 54 je srovnání průběhu činitele odrazu ze simulace a měření na realizované anténě. V tabulce Tab.15 jsou odečtené a změřené šířky pásma anténní řady 2x1 se SIW.



Obr. 53 Model anténní řady 2x1 v CST MWS

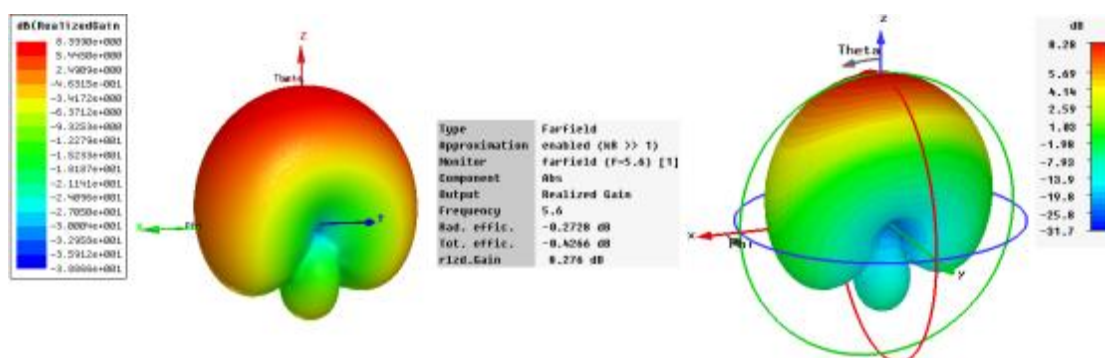


Obr. 54 Simulovaný a změřený činitel odrazu s_{11} anténní řady 2x1

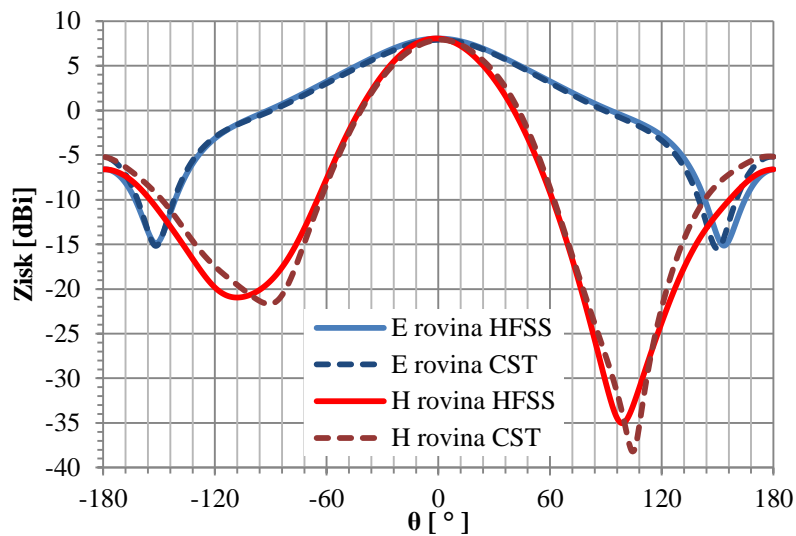
Typ antény	$B_{s_{11} = -10 \text{ dB}}$ [MHz]
Model antény 2x1 HFSS	271
Model antény 2x1 CST	287
Reálná anténa 2x1	310

Tab. 15 Srovnání šířky pásma modelu a reálné antény 2x1 se SIW

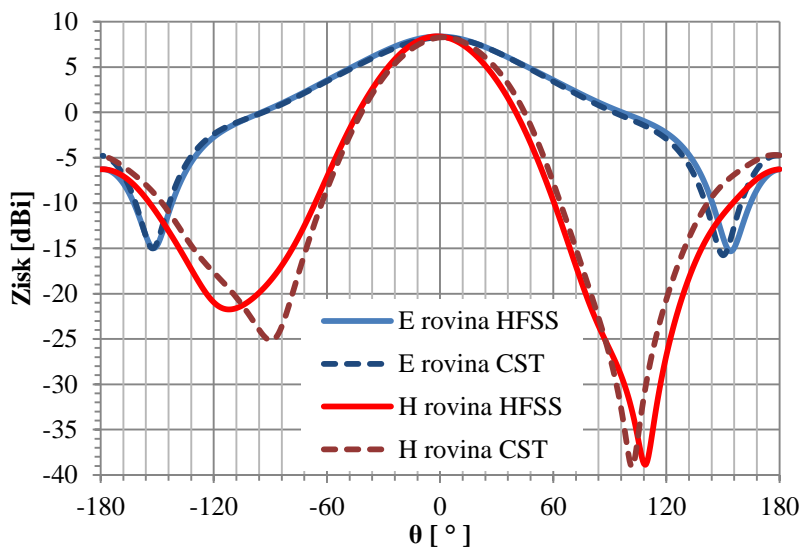
Z Obr. 54 je patrná velmi dobrá shoda jak simulovaných charakteristik, tak i měřeného průběhu činitele odrazu realizované anténní řady 2x1. U realizované antény došlo ke zvětšení šířky pásma na hodnotu 310 MHz. Směrové charakteristiky nebyly u tohoto modelu antény měřeny, proto je dále uvedeno srovnání směrových charakteristik z obou programů pro různé frekvence Wi-Fi pásma (Obr. 56 - 58). Na Obr. 55 je 3D vyzářovací diagram s dosaženou hodnotou realizovaného zisku (simulace) na frekvenci 5,6 GHz.



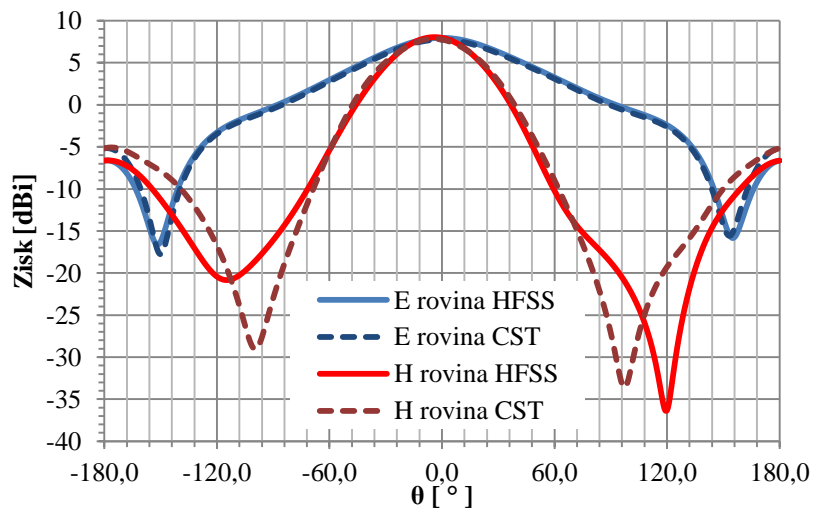
Obr. 55 Simulované 3D směrové charakteristiky HFSS (vlevo) a CST (vpravo), $f = 5,6 \text{ GHz}$



Obr. 56 Simulované směrové charakteristiky v E a H rovině, $f = 5,47$ GHz



Obr. 57 Simulované směrové charakteristiky v E a H rovině, $f = 5,60$ GHz



Obr. 58 Simulované směrové charakteristiky v E a H rovině, $f = 5,725$ GHz

Z charakteristik je patrné, že anténa má shodné směrové vlastnosti přes celé uvažované frekvenční pásmo. Zisk na krajních kmitočtech pásma Wi-Fi klesá pouze o 0,4 dB. Odečtené hodnoty zisku z obou simulačních programů pro různé frekvence jsou zaznamenány v Tab. 16.

Frekvence [GHz]	Zisk [dBi] - simulace	
	HFSS	CST
5,470	8,06	7,91
5,600	8,40	8,28
5,725	8,05	7,86

Tab. 16 Srovnání hodnot zisků anténní řady 2x1 pro různé frekvence

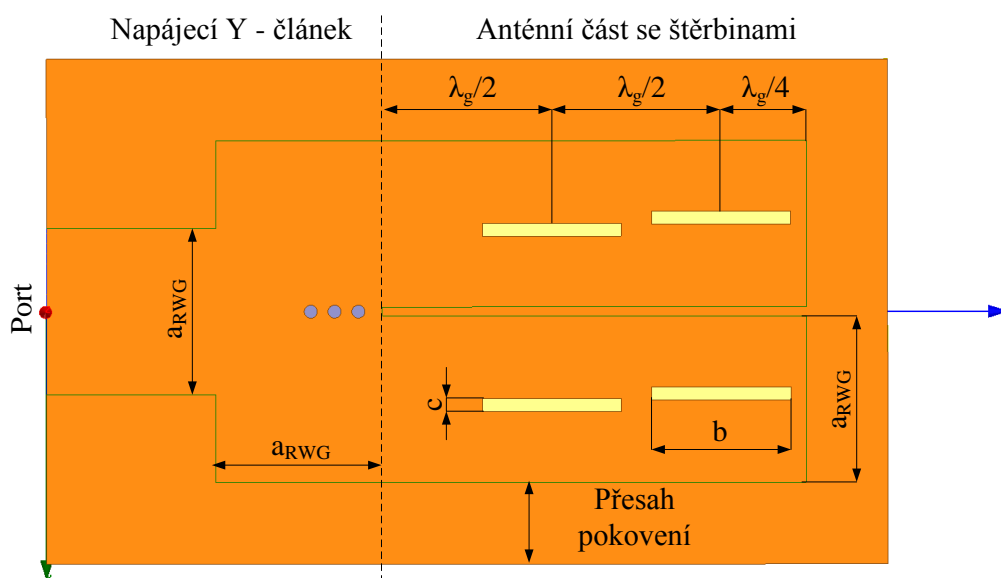
Anténní řada 2x1 je málo směrová, což dokládá směrová charakteristika v rovině E, kde šířka hlavního laloku je $2\theta_E = 96^\circ$. Nesymetrie směrové charakteristiky v rovině H je dána nesymetrií vodivé plochy v rovině H antény okolo štěrbin. Hlavní lalok má poloviční šířku a to $2\theta_H = 48^\circ$. V další kapitole je navrhována anténní řada 2x2, u které dochází vlivem rozšíření řady ke zvýšení směrovosti v rovině E a tedy ke zvýšení hodnoty zisku. Konstrukční výkresy a fotografie realizované anténní řady 2x1 jsou v příloze A a E.

5 Návrh a realizace anténní řady 2x2

Realizaci a měřením anténní řady 2x1 je ověřen správný postup návrhu na jednodušší anténní struktuře se SIW a práce pokračuje návrhem a realizací anténní řady 2x2. V kapitole je nejprve uvedena konfigurace anténní řady 2x2 a optimalizace napájecího Y-článku. Po připojení optimalizovaného Y-článku k anténě 2x2 je celá struktura optimalizována pro dosažení požadované šířky Wi-Fi pásma. Simulované parametry antény jsou ověřeny v programu CST MWS. Po realizaci antény jsou parametry ověřeny měřením. Poslední část kapitoly se věnuje optimalizaci anténní řady 2x2, která je umístěna do univerzálního boxu pro Wi-Fi komponenty. Finální anténa s boxem je realizována, její vlastnosti ze simulace jsou ověřeny měřením a správná funkčnost je ověřena v praxi.

5.1 Konfigurace anténní řady 2x2

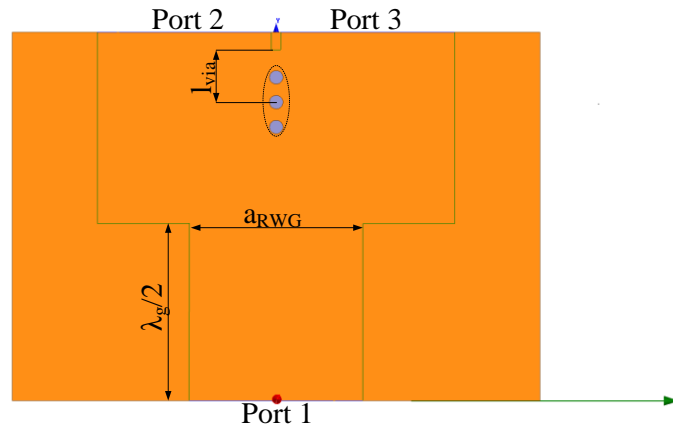
Anténní řada 2x2 se skládá z napájecího Y-článku a anténní části se štěrbinami viz Obr. 59. Napájecí Y-článek obsahuje trojici prokůvů, u nichž je v následujících kapitolách optimalizována jejich poloha. Anténní část se skládá ze dvou paralelně umístěných anténních řad 2x1. Antény 2x1 jsou od sebe vzdáleny tak, aby po přepočtu na strukturu SIW mezi nimi vznikla společná stěna z prokůvů. Tím je zaručeno i maximální potlačení bočních laloků. Vzájemná vzdálenost antén 2x1 od sebe je zvolena dle definovaného rozšíření antén 2x1 po přepočtu na strukturu SIW, Obr. 49. Poloha štěrbin je odvozena od rozložení elektromagnetické vlny ve vlnovodu tak, aby středy štěrbin byly umístěny v maximech pole. Přesah pokovení okolo anténní řady 2x2 je zvolen v prvním kroku 12,5 mm. Jeho velikost je později optimalizována v následujících kapitolách s ohledem na maximalizaci zisku.



Obr. 59 Konfigurace anténní řady 2x2 s pevnými stěnami

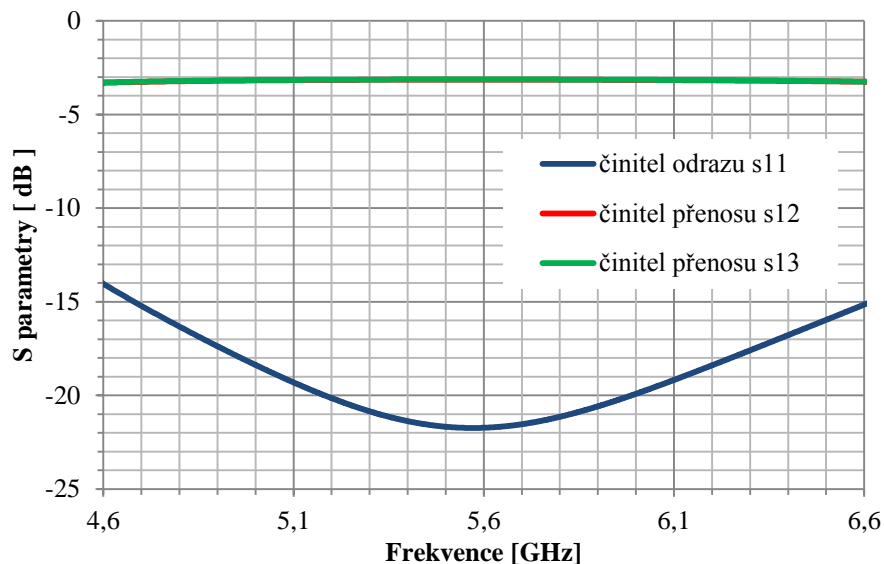
5.2 Optimalizace napájecího Y-článku

Y-článek je buzen vlnovodným portem (*Port 1* na Obr. 60) a optimalizována je poloha trojice proků vůči tomuto portu l_{via} pro minimalizaci činitele odrazu s_{11} mezi portem a anténní částí (*Port 2 a 3*) na střední frekvenci 5,6 GHz. Geometrické parametry proků $d = 2,00$ mm a jejich rozestup $p = 3,65$ mm jsou zvoleny s ohledem na vznik společné stěny mezi anténními řadami 2x1 po přepočtu na strukturu SIW.



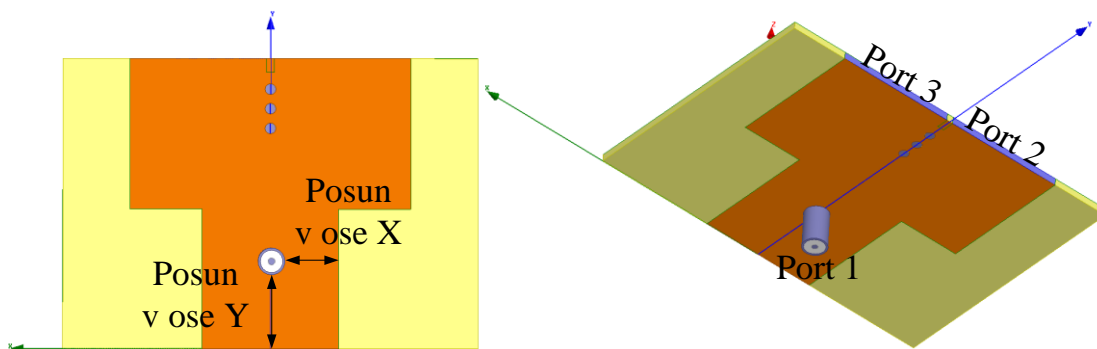
Obr. 60 Model napájecího Y-článku s vlnovodným portem

Výsledek optimalizace polohy proků je uveden na Obr. 61 pro $l_{\text{via}} = 2,1$ mm. Na střední frekvenci 5,6 GHz je činitel odrazu nižší jak -20 dB a z průběhů činitelů přenosu je patrné dělení vstupní energie do obou výstupních portů rovnoměrně na polovinu (-3 dB).



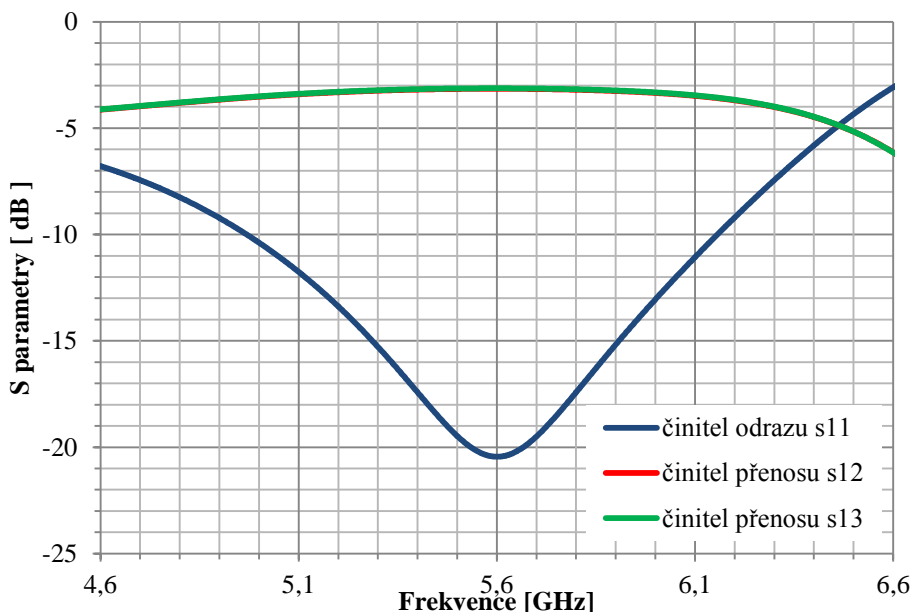
Obr. 61 Závislost činitele odrazu s_{11} a činitelů přenosu s_{12} , s_{13} napájecího Y-článku s vlnovodným portem

V dalším kroku je k napájecímu Y-článku připojen SMA konektor a optimalizována jeho poloha. Model napájecího Y-článku s připojeným SMA konektorem je na Obr. 62.



Obr. 62 Model napájecího Y-článku s SMA konektorem

Vlnovodný port je nahrazen vlnovodným zkratem a SMA konektor je umístěn do výchozí polohy dle Obr. 62 v ose Y-článku (osa X) a ve vzdálenosti $\lambda_g/4$ od vlnovodného zkratu (osa Y), tedy do maxima elektromagnetického pole. Výsledná poloha SMA konektoru je poté optimalizována pro minimalizaci činitele odrazu mezi SMA konektorem (*Port 1*) a *Porty 2* a *3*. Na Obr. 63 jsou frekvenční charakteristiky S-parametrů pro optimalizovaný Y-článek s připojeným SMA konektorem.



Obr. 63 Závislost činitele odrazu s_{11} a činitelů přenosu s_{12} , s_{13} napájecího Y-článku s SMA konektorem

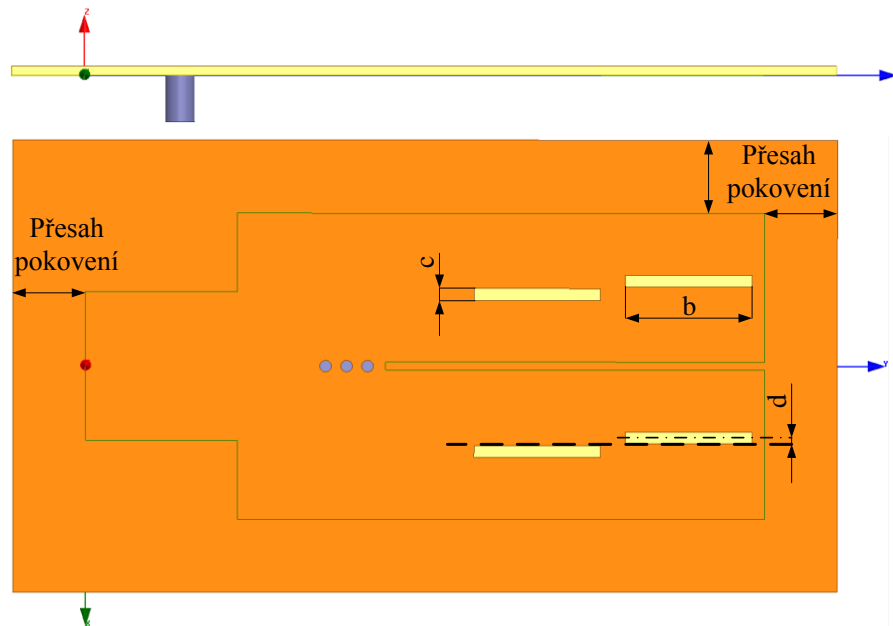
V tabulce Tab. 17 jsou uvedeny optimalizované hodnoty posunu SMA konektoru z výchozí polohy a odečtené hodnoty S-parametrů pro střední pracovní frekvenci 5,6 GHz.

Činitel odrazu s_{11} [dB]	Činitel přenosu s_{12} [dB]	Činitel přenosu s_{13} [dB]	Vychýlení SMA z výchozí polohy v ose X [mm]	Vychýlení SMA z výchozí polohy v ose Y [mm]
-20,44	- 3,15	-3,13	- 0,1	3,4

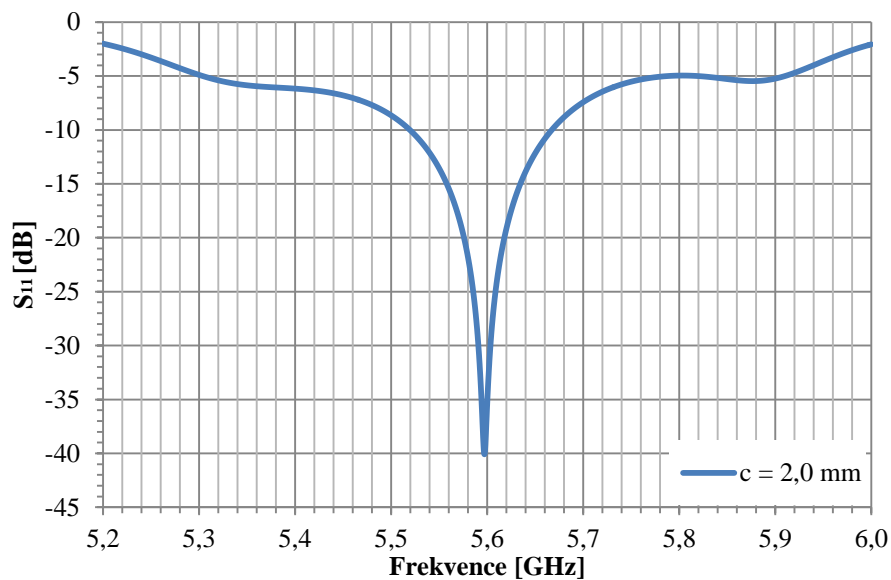
Tab. 17 Optimalizované parametry polohy SMA konektoru u napájecího Y-článku

5.3 Optimalizace šířky pásma anténní řady 2x2

K optimalizovanému napájecímu Y-článku s SMA konektorem je přidán zvolený přesah pokovení 12,5 mm ze strany vlnovodného zkratu jako okolo celé anténní řady 2x2. Přesah pokovení ze strany vlnovodného zkratu není analyzován, jelikož z kapitoly 4.6.3 je patrné, že přesah pokovení má minimální vliv na vlastnosti antény. Poté je optimalizovaný napájecí Y-článek s SMA konektorem připojen k anténní části, viz Obr. 64. Výchozí šířka štěrbin c je zvolena 2,0 mm. Anténa je laděna pomocí polohy štěrbin vůči ose anténní řady d a délkou štěrbin b pro danou hodnotu šířky štěrbin c . Na Obr. 64 je model anténní řady 2x2 s připojeným Y-článkem a na Obr. 65 jeho frekvenční charakteristika činitele odrazu.



Obr. 64 Model anténní řady 2x2 s napájecím Y-článkem a SMA konektorem

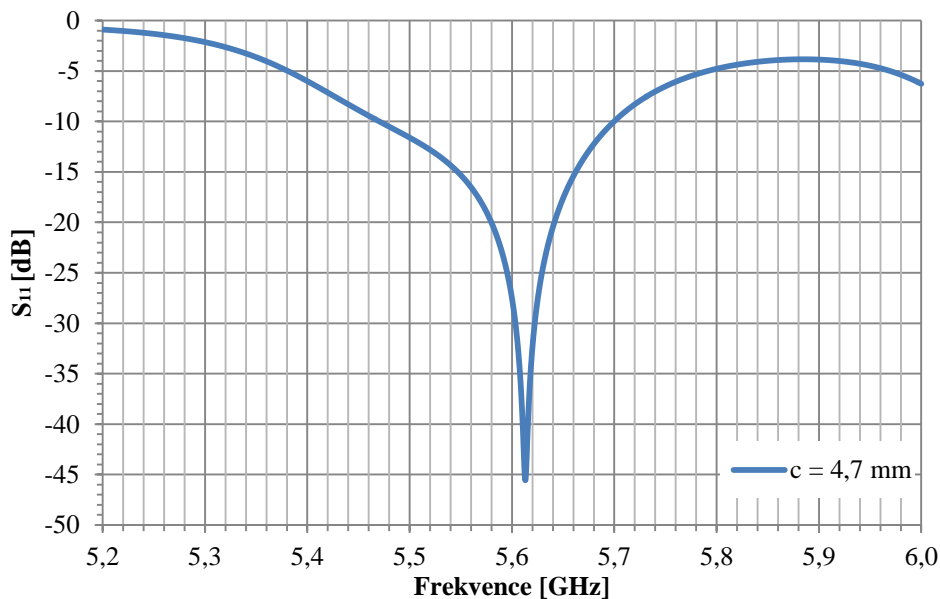


Obr. 65 Průběh činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 s šířkou štěrbin $c = 2,0$ mm

Z charakteristik je patrné, že anténa nespĺňuje požadavky na šířku Wi-Fi pásma. Z toho důvodu byla u anténní řady 2x2 provedena optimalizace impedanční šířky pásma v závislosti na šířce štěrbin c . Výsledky optimalizace s uvedenými parametry antény jsou uvedeny v tabulce Tab. 18. Optimální hodnota šířky štěrbin je zvolena $c = 4,7$ mm, kdy je dosaženo šířky pásma 229 MHz. U hodnot šířky štěrbin větší jak 5 mm již nedocházelo k dalšímu růstu šířky pásma. Frekvenční závislost činitele odrazu pro zvolenou šířku štěrbin je na Obr. 66.

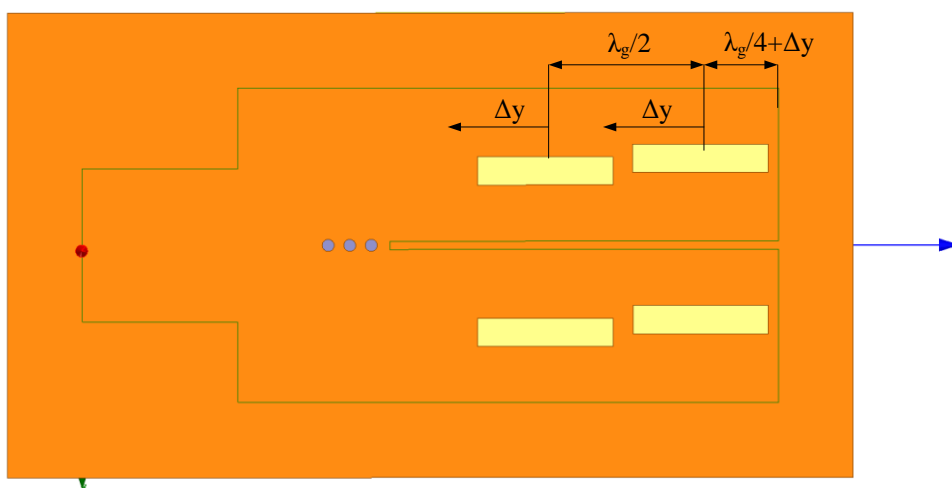
Šířka štěrbin c [mm]	Délka štěrbin b [mm]	Vzdálenost osy štěrbin od osy antény d [mm]	Zisk antény ($f = 5,6$ GHz) [dBi]	Šířka pásma [MHz]
1,0	21,56	1,254	11,04	125
1,3	21,62	1,224	11,10	133
1,7	21,65	1,184	11,08	140
2,0	21,70	1,154	11,16	147
2,3	21,68	1,114	11,16	152
2,7	21,82	1,074	11,14	166
3,0	21,91	1,044	11,11	176
3,3	22,05	1,034	11,17	194
3,7	22,20	1,024	11,21	215
4,0	22,20	1,014	11,19	219
4,3	22,42	1,014	11,19	224
4,7	22,65	1,024	11,19	229
5,0	22,80	1,054	11,24	232
5,3	22,90	1,084	11,19	226

Tab. 18 Srovnání vlivu šířky štěrbin na šířku pásma



Obr. 66 Průběh činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 s šířkou štěrbin $c = 4,7$ mm

Po optimalizaci šířky štěrbin c je dosažená šířka pásma anténní řady 2x2 stále nedostačující pro uvažovanou aplikaci. Navíc se vyskytuje po optimalizaci šířky štěrbin problém kritického přiblížení krajních štěrbin ke zkratu vlnovodu, jelikož při zvětšování šířky štěrbin c dochází i k prodlužování délky štěrbin b . Při přepočtu na strukturu SIW by došlo k protnutí prokůvů a krajních štěrbin, tedy anténa je nerealizovatelná. Proto je dále zkoumán vliv posuvu štěrbin Δy dále od zkratu vlnovodu, tedy mimo maximum elektromagnetického pole ve vlnovodu, viz Obr. 67.

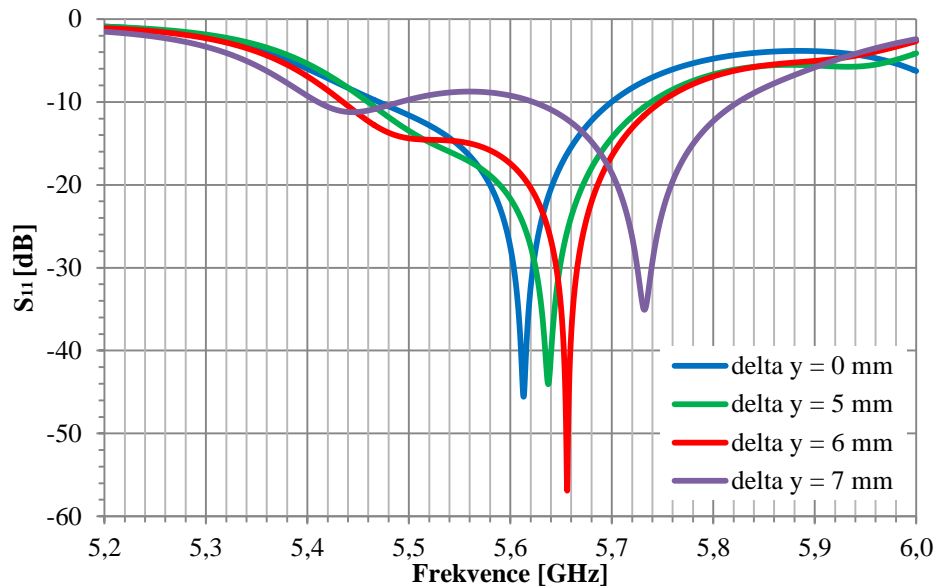


Obr. 67 Model anténní řady 2x2 pro posuvu štěrbin mimo maxima elektromagnetického pole

V tabulce Tab. 19 jsou získané výsledky analýzy posuvu štěrbin mimo maxima vybuzeného elektromagnetického pole ve vlnovodu. Z výsledků je patrný nárůst šířky pásma se zvyšující se hodnotou posuvu Δy až na hodnotu 312 MHz. Na Obr. 68 jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu pro 4 hodnoty parametru Δy . Dle dosažených výsledků je pro další analýzu anténní řady 2x2 vybrána hodnota posuvu $\Delta y = 5,0$ mm (zelená křivka), kdy je dosaženo šířky pásma 279 MHz, s kterou lze zcela pokrýt uvažované Wi-Fi pásmo.

Δy [mm]	Délka štěrbin b [mm]	Vzdálenost osy štěrbin od osy antény d [mm]	Zisk antény ($f = 5,6$ GHz) [dBi]	Šířka pásma [MHz]
0	22,65	1,024	11,19	229
1,0	22,30	0,984	11,23	232
2,0	22,27	0,904	11,24	235
3,0	22,30	0,854	11,30	249
4,0	22,40	0,784	11,29	260
5,0	22,40	0,754	11,37	279
6,0	22,60	0,744	11,25	312
7,0	22,60	0,884	11,33	202

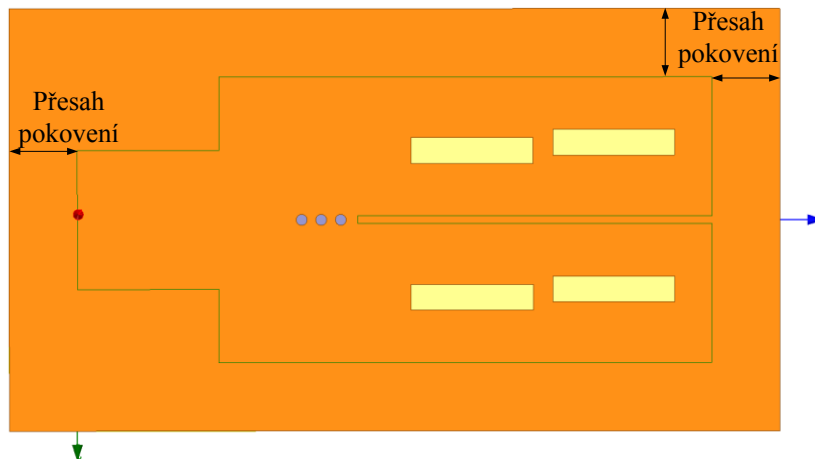
Tab. 19 Vliv polohy štěrbin mimo maxima elektromagnetického pole na šířku pásma



Obr. 68 Průběhy činitele odrazu pro různé hodnoty parametru Δy

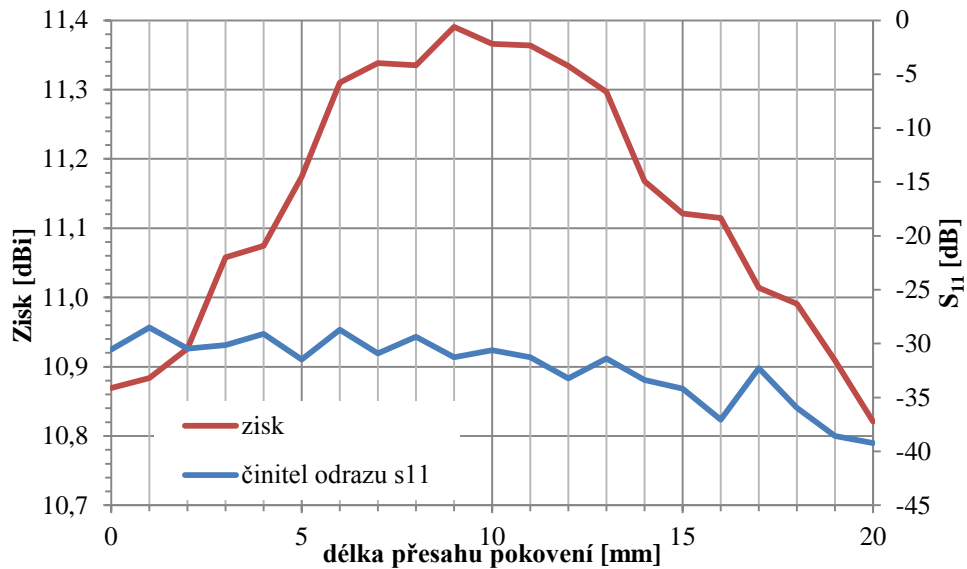
5.4 Optimalizace zisku velikostí přesahu pokovení

U předchozích modelů anténní řady 2x2 je uvažován přesah pokovení zvolený v prvním kroku řešení antény 12,5 mm. Nyní je provedena optimalizace velikosti přesahu pokovení okolo antény, tedy celkových rozměrů antény pro maximalizaci dosaženého zisku. Na Obr. 69 je zobrazen model anténní řady 2x2 pro uvažovanou optimalizaci parametru přesahu pokovení.



Obr. 69 Model anténní řady 2x2 pro rozmítání přesahů pokovení

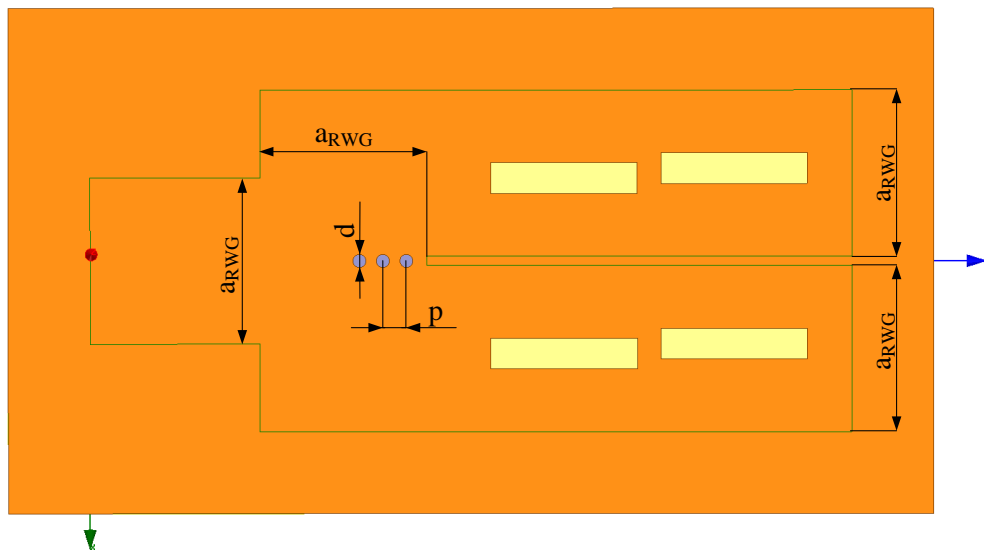
Sledovanými parametry optimalizace jsou činitel odrazu na vstupu antény s_{11} a dosažený zisk na středním pracovním kmitočtu 5,6 GHz, viz Obr. 70. Dle průběhu zisku na Obr. 70 je zvolena optimální hodnota délky přesahů pokovení 10 mm. Z grafu je také patrné, že na přizpůsobení antény má hodnota délky přesahu pokovení minimální vliv. Činitel odrazu s_{11} v celém rozsahu délky přesahu pokovení je menší jak -25 dB.



Obr. 70 Závislost zisku a činitele odrazu na délce přesahu pokovení

5.5 Konverze anténní řady 2x2 na strukturu SIW

Optimalizovanou anténní řadu 2x2 s běžným vlnovodem je nyní možné přepočítat na strukturu SIW. Přepočet je proveden dle vztahů v kap. 1.5. Vstupními parametry jsou průměr prokovu d , vzdálenost prokovů p a příčná strana běžného vlnovodu RWG a_{RWG} . Parametry jsou uvedeny u modelu optimalizované anténní řady 2x2 s běžným vlnovodem na Obr. 71. V tabulce Tab. 20 jsou uvedeny výsledné hodnoty přepočtu antény na SIW.

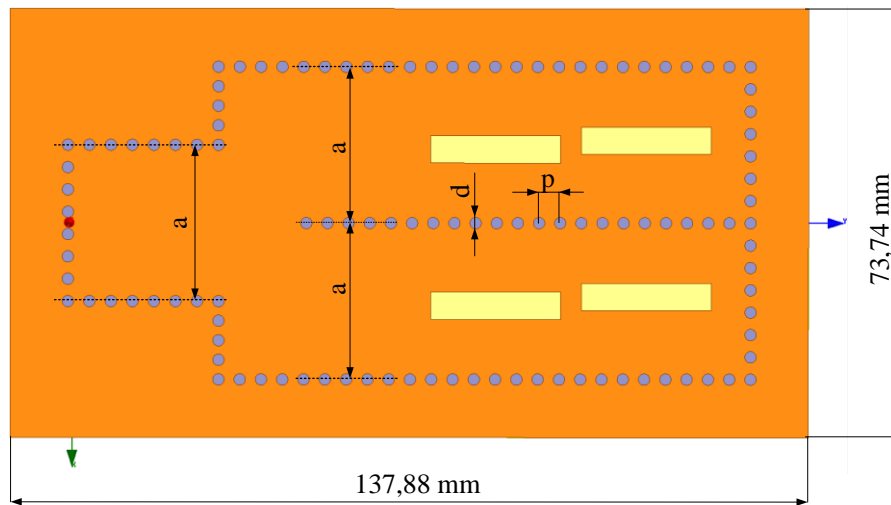


Obr. 71 Model anténní řady 2x2 s pevnými stěnami před konverzí na SIW

p [mm]	d [mm]	a [mm]	k_1 [-]	k_2 [-]	k_3 [-]	\bar{a} [-]	a_{RWG} [mm]
3,65	2	26,871	1,07486	-0,32491	0,88727	0,94779	25,4681

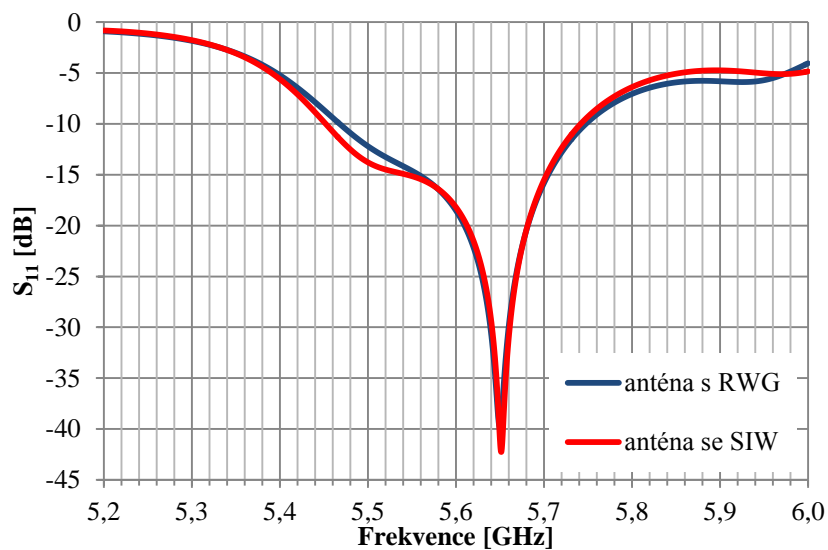
Tab. 20 Výsledné parametry konverze anténní řady 2x2 na strukturu SIW

Model anténní řady 2x2 se SIW je i s jejími geometrickými rozměry zobrazen na Obr. 72. Anténní řada 2x2 je se svými rozměry kompaktnější oproti anténní řadě 2x1 řešené v kapitole 4.



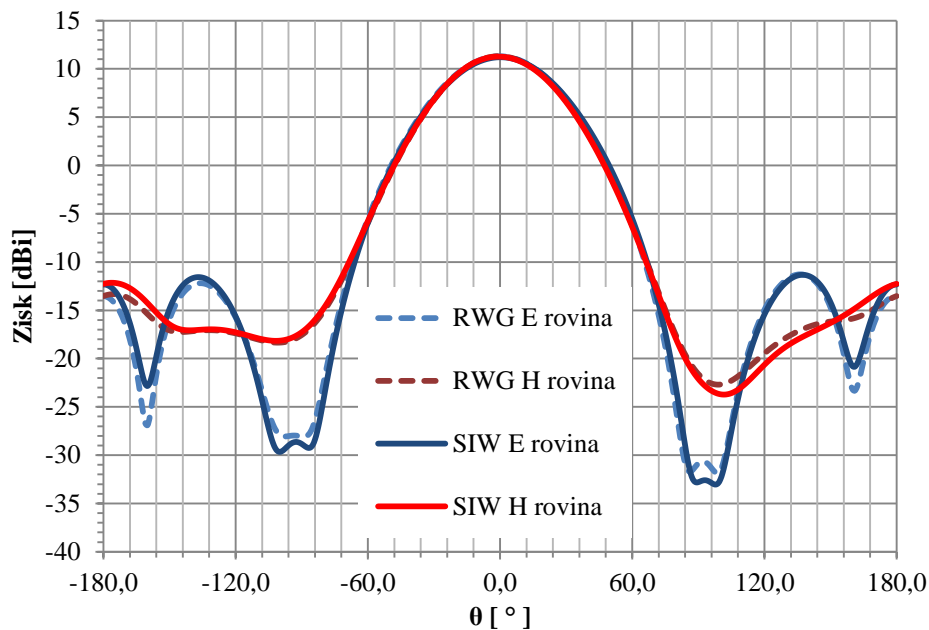
Obr. 72 Model anténní řady 2x2 se strukturou SIW a jejími rozměry

Na Obr. 73 je srovnání činitelů odrazů pro anténu s běžným vlnovodem RWG a se SIW. Z průběhu je patrné, že oba typy anténních řad 2x2 mají ekvivalentní vlastnosti. Po přepočtu na strukturu SIW dochází k mírnému zvětšení impedanční šířky pásma v oblasti nižších kmitočtů na hodnotu 290 MHz.



Obr. 73 Srovnání průběhu činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 s RWG a SIW

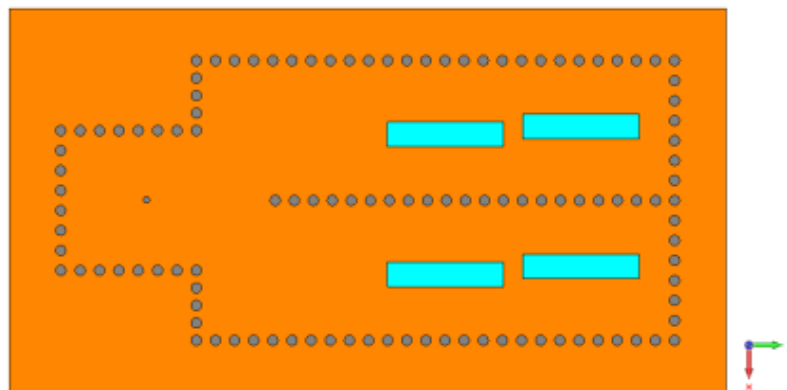
Srovnání směrových charakteristik obou typů antén v rovinách E a H je na obrázku Obr. 74. I ze směrových charakteristik je patrné, že mají oba typy antén stejné vlastnosti. Oproti anténní řadě 2x1 došlo k zúžení hlavního laloku v E rovině a ke zvětšení zisku z 8,5 dBi na 12 dBi. Šířka hlavního laloku v obou rovinách rovině je $2\theta_{0,7} = 48^\circ$. Boční laloky se díky širokému hlavnímu laloku vyskytují až od úhlu $\theta \geq 90^\circ$ s potlačením více než 20 dB.



Obr. 74 Srovnání vyzařovací charakteristiky v E rovině pro obě antény, $f = 5,6$ GHz

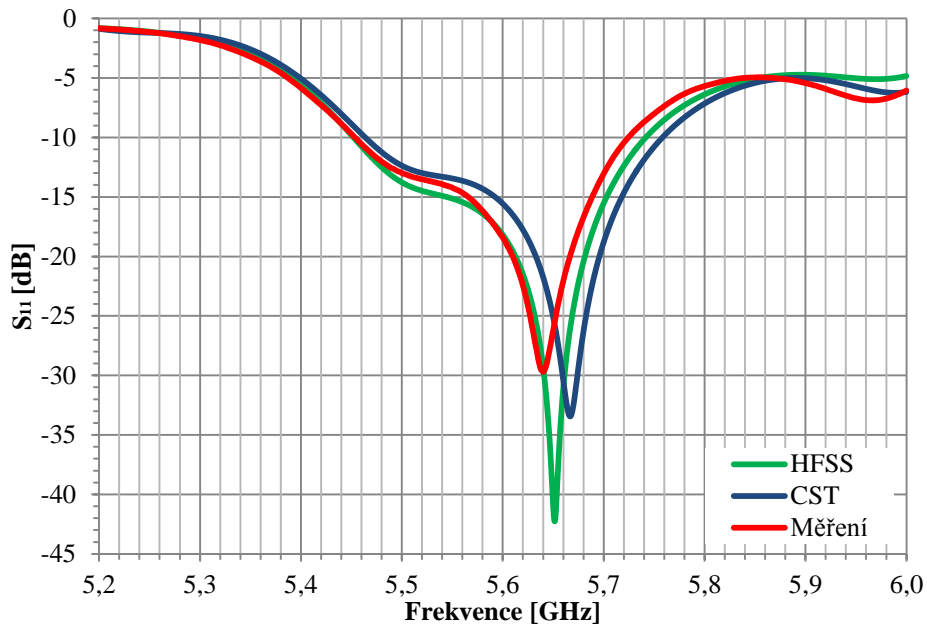
5.6 Srovnání výsledků ze simulací a měření

Anténní řada 2x2 je před realizací modelována i v CST MWS pro ověření vlastností z programu HFSS. V CST je zvolena adaptivní mřížka s výchozím počtem bodů 4 500 000 a k výpočtu využít časový solver. Parametr Delta S je zvolen shodný jako v programu HFSS a to 0,008. Na Obr. 75 je uveden model anténní řady 2x2 z programu CST MWS.



Obr. 75 Model anténní řady 2x2 se SIW v CST

Na Obr. 76 je srovnání frekvenční závislosti činitele odrazu anténní řady 2x2 z obou programů a také měřené hodnoty činitele odrazu na realizovaném vzorku antény. Z výsledků je patrná velmi dobrá shoda průběhu činitele odrazu z obou programů a měřeného průběhu činitele odrazu na reálné anténě. U reálné antény došlo ke zmenšení impedanční šířky pásma o 15 MHz. V tabulce Tab. 21 jsou odečtené hodnoty šířky pásma z obou programů a změřená hodnota impedanční šířky pásma na reálné anténě.

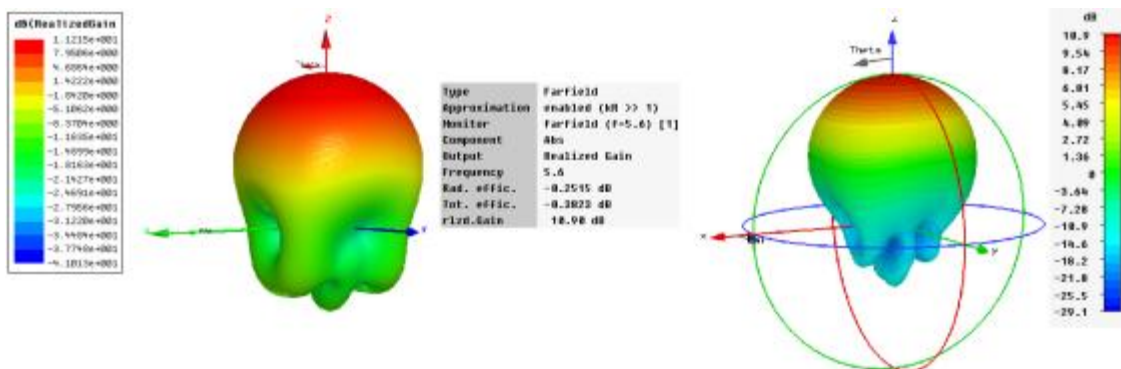


Obr. 76 Srovnání průběhů činitele odrazu ze simulací a měření

Typ antény	$B_{S11} = -10 \text{ dB}$ [MHz]
Model antény 2x2 HFSS	290
Model antény 2x2 CST	298
Reálná anténa 2x1 se SIW	275

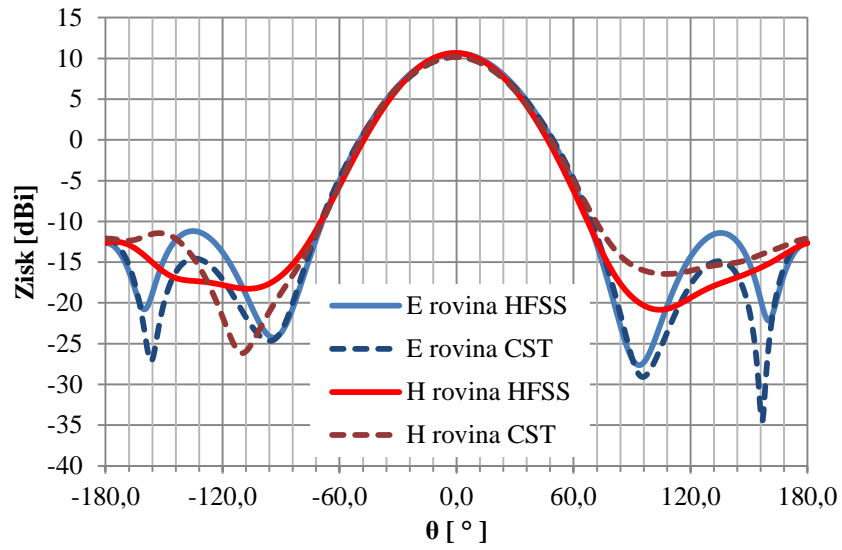
Tab. 21 Srovnání šířky pásma modelu a reálné anténní řady 2x2 se SIW

U této antény nejsou měřeny směrové charakteristiky, proto jsou uvedeny výsledky směrových charakteristik z obou programů. Na Obr. 77 jsou zobrazeny 3D směrové charakteristiky pro střední pracovní frekvenci 5,6 GHz s uvedenou hodnotou dosaženého realizovaného zisku. Tvarově si obě charakteristiky až na malé rozdíly, dané různou metodou výpočtu, odpovídají.

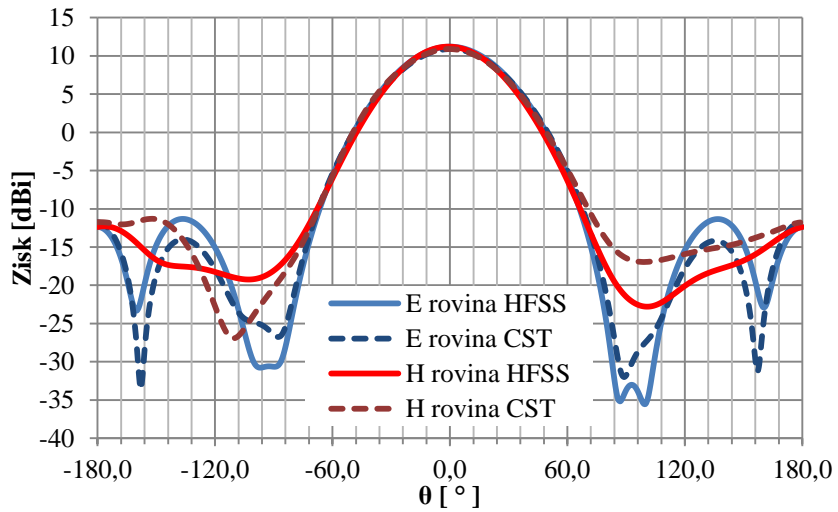


Obr. 77 Simulované 3D směrové charakteristiky anténní řady 2x2 HFSS (vlevo) a CST (vpravo), $f = 5,6 \text{ GHz}$

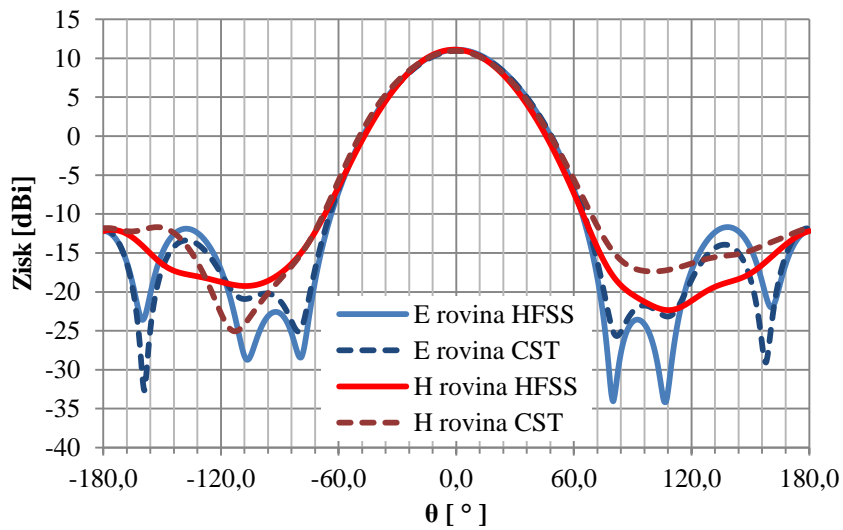
Pro praktické využití antény je důležité, aby měla anténa přes celé Wi-Fi pásmo shodné směrové vlastnosti. Na Obr. 78 – 80 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v E a H rovině pro 3 různé frekvence pásma Wi-Fi.



Obr. 78 Směrové charakteristiky pro $f = 5,47$ GHz pro oba programy



Obr. 79 Směrové charakteristiky pro $f = 5,60$ GHz pro oba programy



Obr. 80 Směrové charakteristiky pro $f = 5,725$ GHz pro oba programy

Z výsledků směrových charakteristik je patrné, že anténa má přes celé pásmo Wi-Fi shodné vlastnosti. Zisk na krajních kmitočtech Wi-Fi pásma klesá maximálně o 0,7 dB. Potlačení bočních laloků je pro všechny uvažované kmitočty větší jak 20 dB. Hodnoty dosaženého zisku z obou programů pro různé frekvence jsou uvedeny v tabulce Tab. 22. Konstrukční výkresy a fotografie realizované anténní řady 2x2 jsou v příloze B a F.

Frekvence [GHz]	Zisk [dBi]	
	HFSS	CST
5,470	10,66	10,20
5,600	11,22	10,90
5,725	11,11	11,00

Tab. 22 Srovnání hodnot zisků anténní řady 2x1 pro různé frekvence

5.7 Doplnění anténní řady 2x2 o box pro venkovní použití

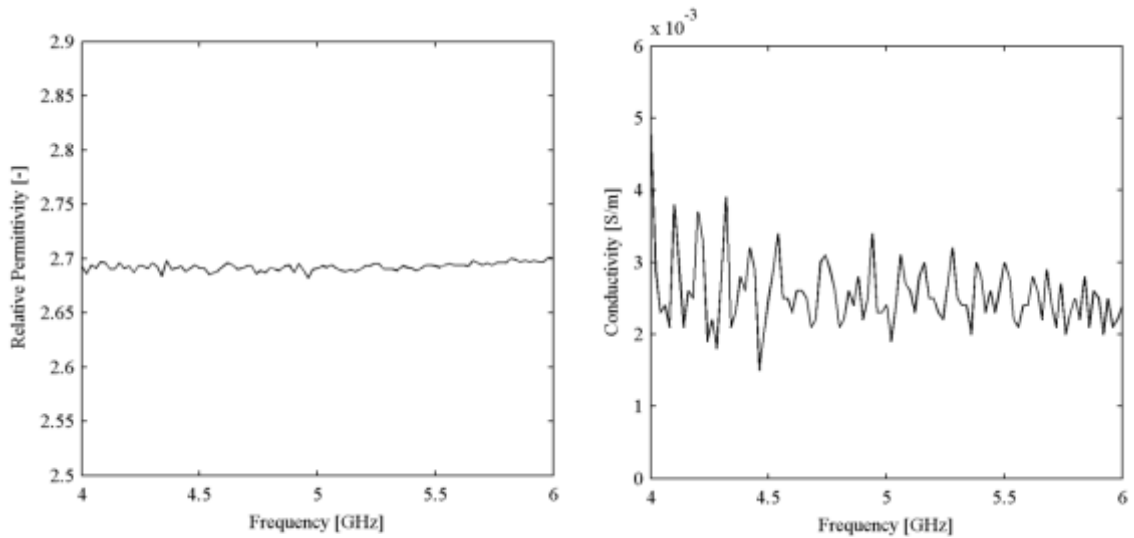
Anténní řada 2x2 je doplněna o box pro venkovní použití typu GentleBox JE – 200, viz Obr. 81. GentleBox JE – 200 je univerzální venkovní box pro Wi-Fi komponenty jako antény, AP, RouterBoard či jiné elektroniky pro příjem Wi-Fi signálu. Byly zakoupeny dva kusy boxu, z nichž jeden box byl využit pro změření materiálových parametrů boxu. Jmenovitě relativní permitivitu plastu ϵ_r a vodivost σ . Z těchto hodnot lze dle vztahu 5.1 vypočítat ztrátový činitel dielektrika $tg \delta$.

$$tg \delta = \frac{\sigma}{\omega \cdot \epsilon} \quad (5.1)$$



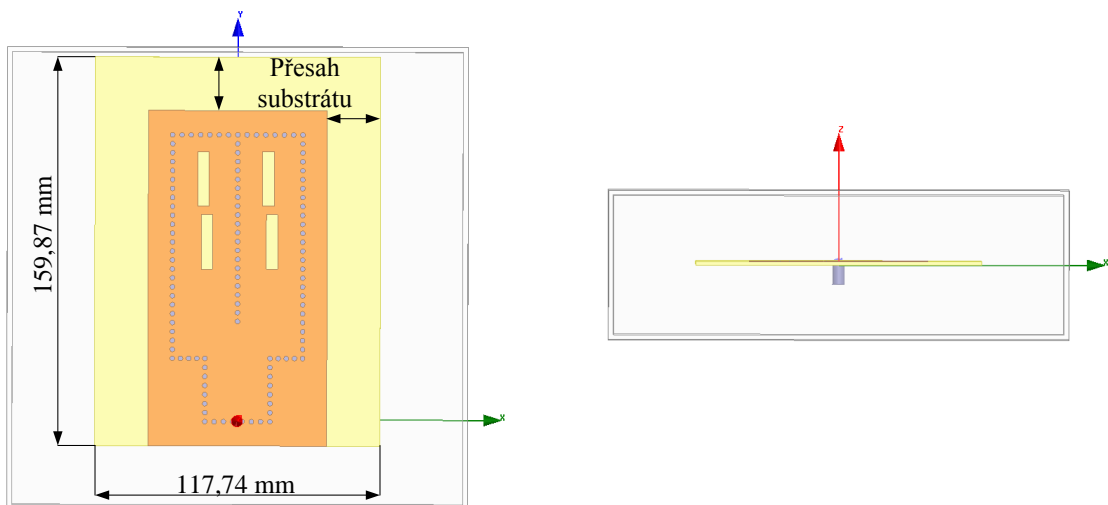
Obr. 81 Geometrické rozměry Gentle Box JE - 200

Na Obr. 82 jsou změřené parametry plastu, ze kterého je anténní box vyroben. Tloušťka plastu je 2,1 mm. Pro frekvenci 5,6 GHz jsou odečteny hodnoty relativní permitivity $\epsilon_r = 2,69$ a vodivosti $\sigma = 2,5$ mS. Z těchto hodnot je dle vztahu 5.1 vypočten ztrátový činitel $tg \delta = 0,00294$.



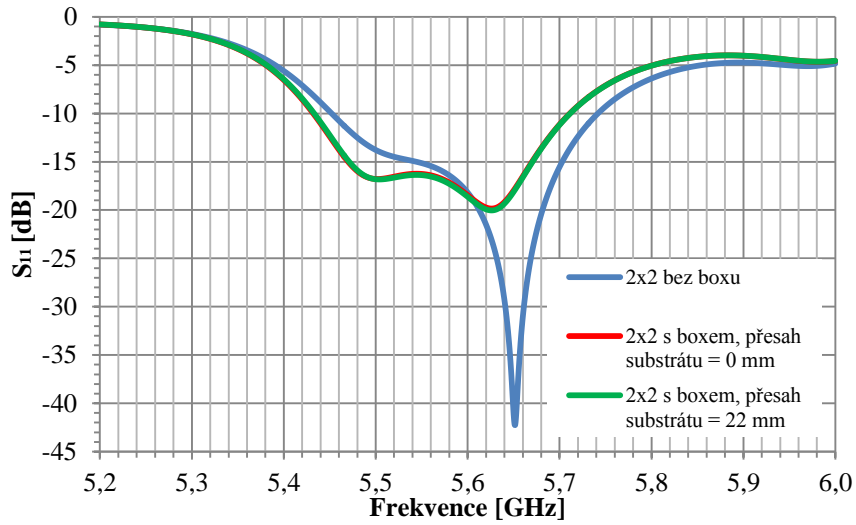
Obr. 82 Změřené parametry anténního boxu JE – 200 pro venkovní použití

Dle rozměrů a změřených parametrů boxu je vytvořen model anténního boxu s anténní řadou 2x2, viz Obr. 83. Anténa je umístěna ve všech osách do středu boxu. Na Obr. 83 vpravo odpovídá střed boxu v rovině XZ počátku souřadnic. Pro uchycení antény k boxu pomocí distančních sloupků je okolo antény přidán přesah nepokoveného substrátu o velikosti 22 mm, čímž došlo ke zvětšení celkových rozměrů antény na 117,74 x 159,87 mm.

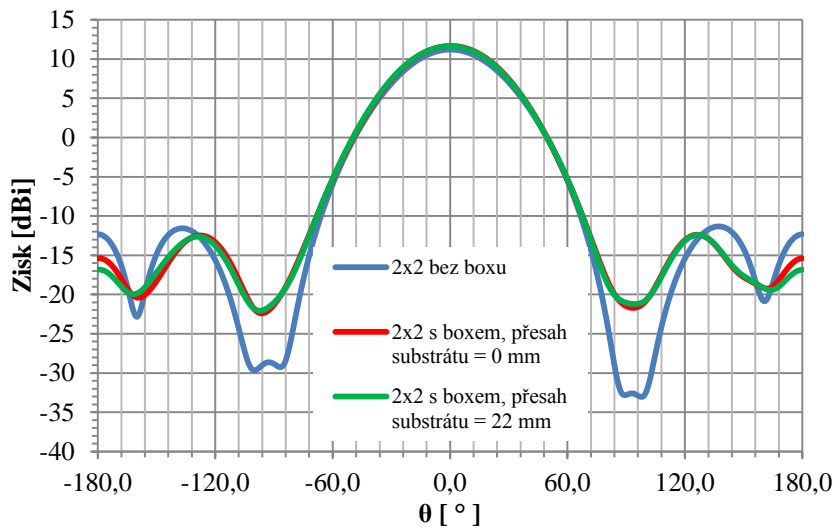


Obr. 83 Model anténní řady 2x2 s boxem

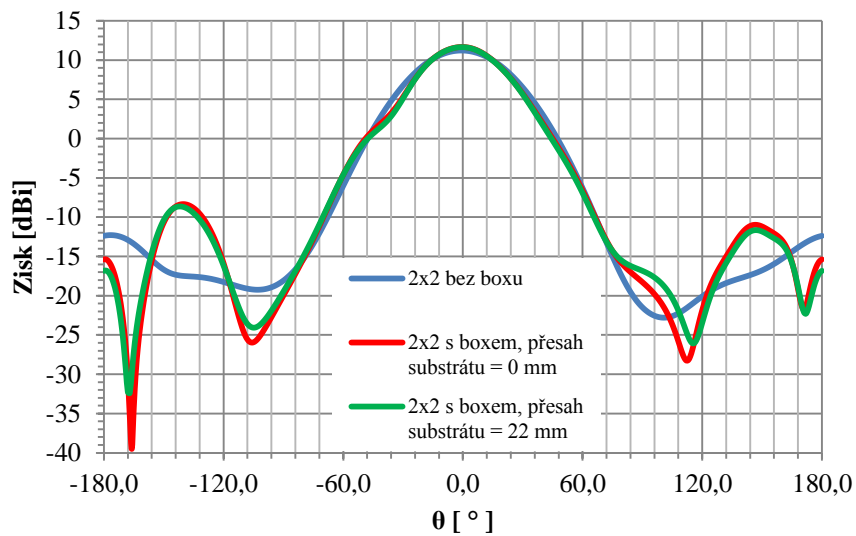
Na Obr. 84 jsou pro srovnání vlivu boxu na vlastnosti antény charakteristiky činitele odrazu pro anténní řadu 2x2 bez boxu a s boxem pro různé přesahy substrátu. Vložení antény do boxu má vliv na její přizpůsobení i na směrové charakteristiky antény, viz Obr. 85, 86. Naopak přesah nepokoveného substrátu pro uchycení antény má dle uvedených charakteristik minimální vliv na vlastnosti antény.



Obr. 84 Vliv boxu na činitel odrazu anténní řady SIW 2x2



Obr. 85 Vliv boxu na vyzářovací diagram v E rovině anténní řady SIW 2x2, $f = 5,6$ GHz



Obr. 86 Vliv boxu na vyzářovací diagram v H rovině anténní řady SIW 2x2, $f = 5,6$ GHz

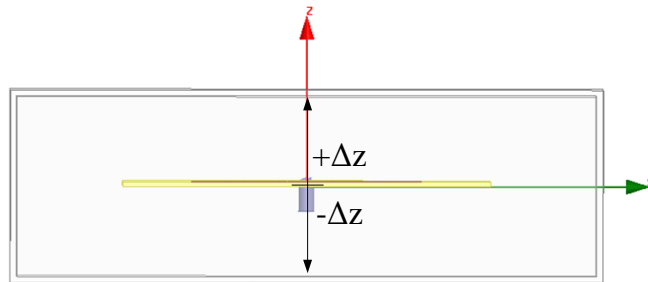
Vlivem boxu došlo k zúžení hlavního laloku v rovině H směrové charakteristiky a tedy k mírnému zvětšení zisku oproti anténní řadě 2x2 bez boxu. Odečtené hodnoty zisku a šířky hlavních laloků v daných rovinách směrové charakteristiky jsou zaznamenány v tabulce Tab. 23.

	Zisk [dBi], $f = 5,6$ GHz	$2\theta_E$ [°]	$2\theta_H$ [°]
Anténa 2x2 bez boxu	11,22	48	48
Anténa 2x2 s boxem	11,66	48	42

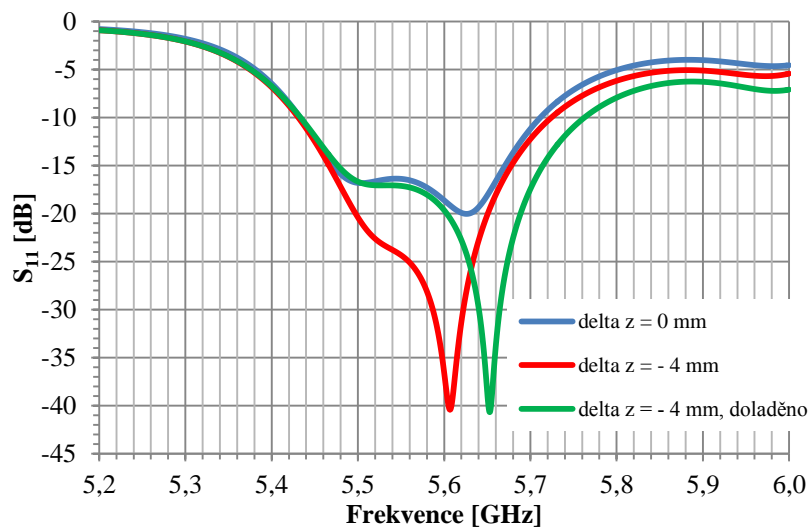
Tab. 23 Hodnoty zisku a šířek hlavních laloků směrové charakteristiky

5.8 Optimalizace polohy antény v boxu

Jelikož má box na vlastnosti antény značný vliv, je hledána dle Obr. 87 optimální poloha antény v ose Z pro minimalizaci vlivu boxu. Rozmítaným parametrem je poloha antény vůči počátku souřadnic $\pm\Delta z$, sledovaným parametrem je průběh činitele odrazu s_{11} , Obr. 88. Pro přehlednost jsou zobrazeny pouze průběhy činitele odrazu pro počáteční polohu $\Delta z = 0$ mm a optimální polohu $\Delta z = -4$ mm. Anténa je dále mírně doladěna pro rovnoměrné pokrytí pásma Wi-Fi (zelený průběh) na Obr. 89.



Obr. 87 Model anténní řady v rovině XZ pro optimalizaci polohy v boxu



Obr. 88 Závislost činitele odrazu pro optimalizaci polohy antény v boxu

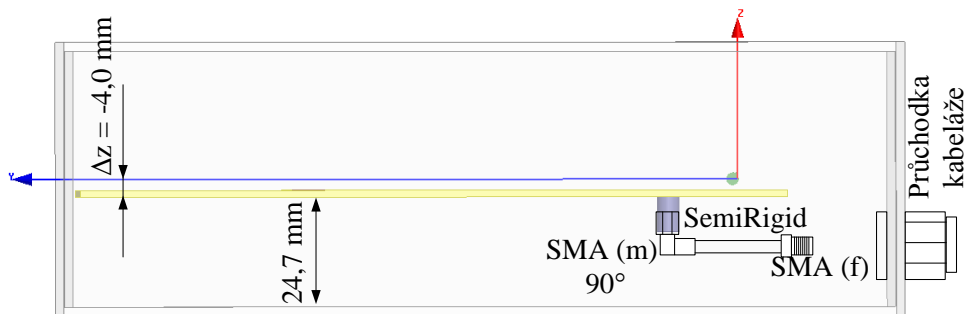
Parametry doladěné a optimálně umístěné anténní řady 2x2 v boxu, jsou uvedené v tabulce Tab. 24. Doladěním antény dochází ke zvětšení impedanční šířky pásma na vyšších frekvencích.

	Délka štěrbiny b [mm]	Vzdálenost osy štěrbiny od osy antény d [mm]	Šířka pásma [MHz]
$\Delta z = -4$ mm	22,4	0,754	293
$\Delta z = -4$ mm, doladěno	22,2	0,804	328

Tab. 24 Srovnání parametrů doladěné anténní řady 2x2 s boxem

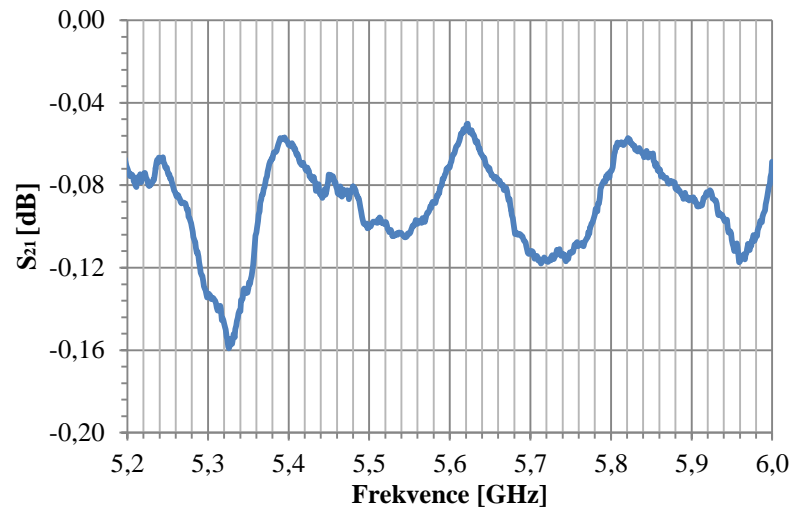
5.9 Výroba a měření koaxiálního kabelu SMA/SMA

Z důvodu malé vzdálenosti mezi SMA konektorem antény a zadní stěnou boxu nastává otázka jak napájet anténu, problém je zobrazen na Obr. 89. Mezera mezi zadní stěnou antény a stěnou boxu je pro ohyb napájecího kabelu s SMA konektorem příliš malá. První možností je vytvoření otvoru v zadní stěně boxu pro přímé přivedení napájecího kabelu. Druhá možnost je vyrobit či zakoupit krátký koaxiální kabel opatřený ze strany antény pravouhlejším konektorem SMA (male), na druhé straně konektorem SMA (female). Z důvodu potřebné krátké délky koaxiálního kabelu 5 cm a vysoké ceny zhotovených komerčních kabelů, byl koaxiální kabel dle možností vyroben. Od vedoucího diplomové práce byl poskytnut koaxiální kabel typu SemiRigid RG402 [20]. K tomuto typu kabelu byly z Farnell zakoupeny pájitelné konektory SMA [21]. Samotné koaxiální prodloužení napájení antény bylo vyrobeno a změřeno činitele přenosu s_{21} , viz Obr. 90.



Obr. 89 Boční pohled na model anténní řady 2x2 s boxem a koaxiálním kabelem pro napájení antény

Ze závislosti činitele přenosu je patrná velikost průměrného útlumu vyrobeného kabelu přes celé frekvenční pásmo pouze 0,08 dB, což odpovídá útlumu kabelu 1,6 dB/m. Na Obr. 91 je fotografie vyrobeného koaxiálního kabelu s konektory SMA.



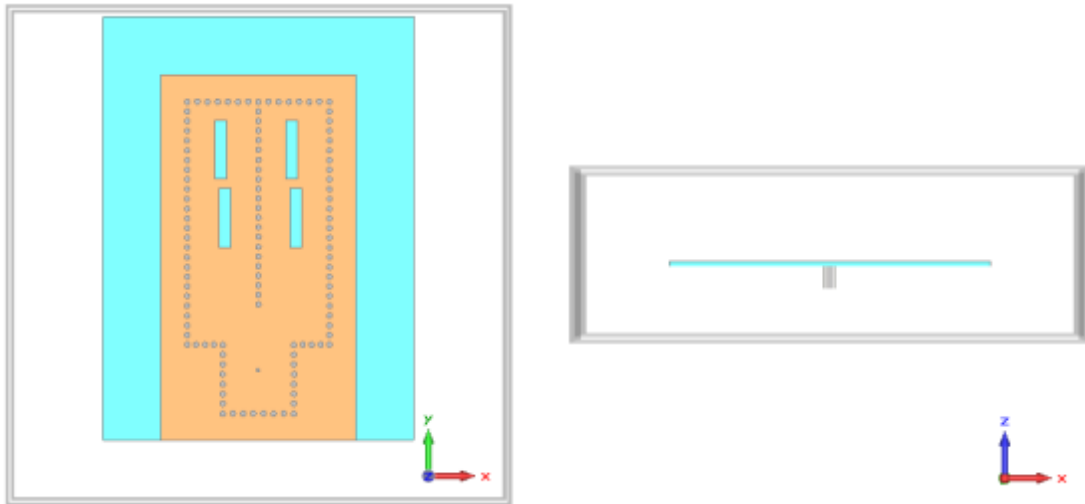
Obr. 90 Činitel přenosu vyrobeného koaxiálního kabelu SMA/SMA



Obr. 91 Vyrobený koaxiální kabel SMA/SMA, rozměr v mm

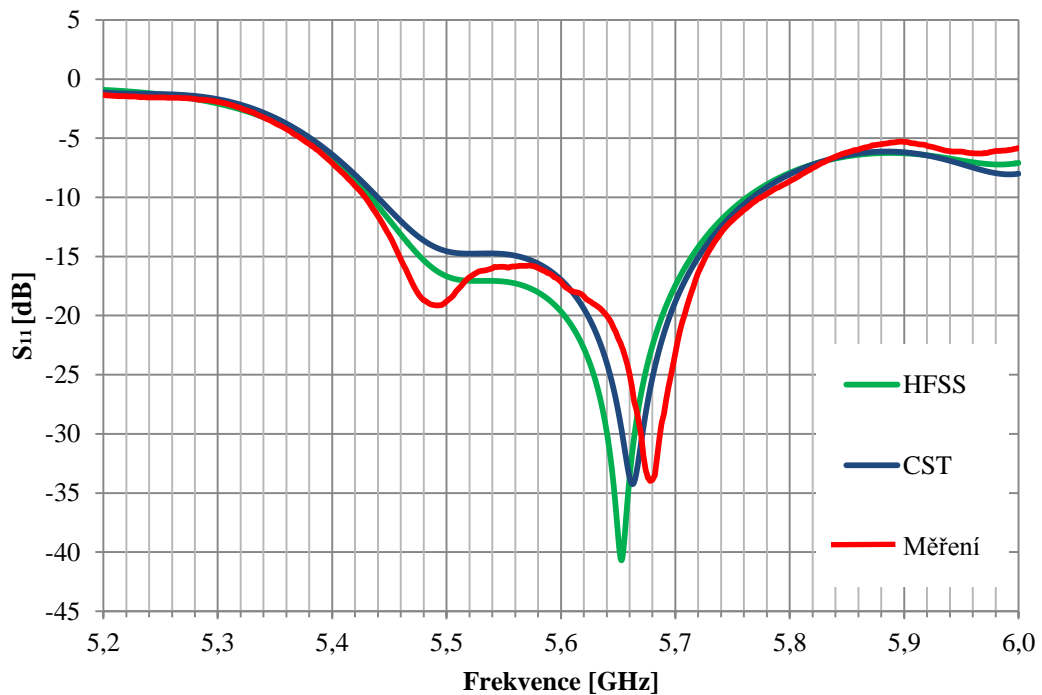
5.10 Srovnání výsledků ze simulace a měření

Optimalizovaná anténní řada 2x2 s boxem je před realizací modelována také v programu CST MWS pro ověření výsledků z programu HFSS. Model antény z CST je zobrazen na Obr. 92. Při analýze je použit časový solver, adaptivní mřížka s výchozím počtem bodů 4 500 000 a tři kroky výpočtu. Z Obr. 93 je patrná shoda průběhů činitele odrazu z obou programů až na malé rozdíly, dané různými metodami výpočtu.



Obr. 92 Model anténní řady 2x2 s boxem v CST

Po úspěšném ověření výsledků simulace programem CST MWS byla anténní řada 2x2 se SIW vyrobena, umístěna do zakoupeného boxu GentleBox JE - 200 a změřen její činitel odrazu s_{11} . Srovnání průběhu činitele odrazu z obou simulačních programů s naměřeným průběhem realizované antény je zobrazeno na Obr. 93.



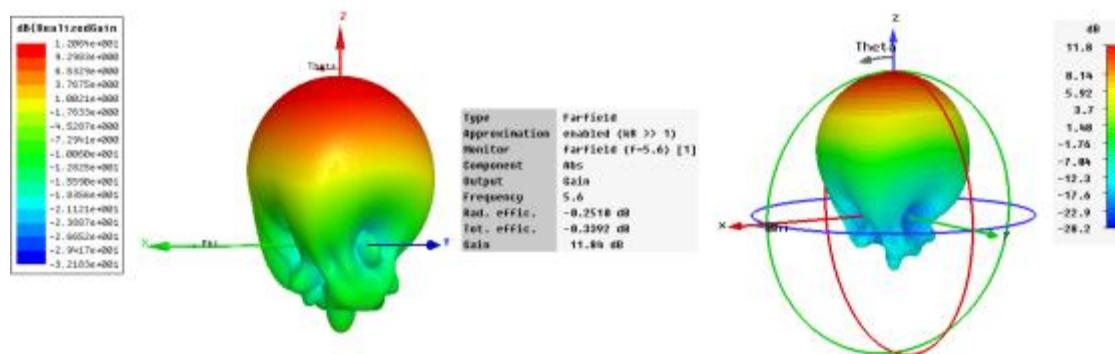
Obr. 93 Simulovaný a měřený průběh činitele odrazu anténní řady 2x2 s boxem

Z charakteristik na Obr. 93 je patrná velmi dobrá shoda jak výsledků obou simulačních programů, tak i měřené hodnoty činitele odrazu na reálné anténě. V tabulce Tab. 25 jsou odečtené a změřené šířky pásma pro všechny 3 průběhy činitele odrazu na Obr. 93. U realizované anténní řady 2x2 s boxem bylo dosaženo o 15 MHz větší šířky pásma oproti simulacím.

Typ antény	$B_{S11} = -10$ dB [MHz]
Model antény 2x2 HFSS	328
Model antény 2x2 CST	327
Reálná anténa 2x2 s boxem	343

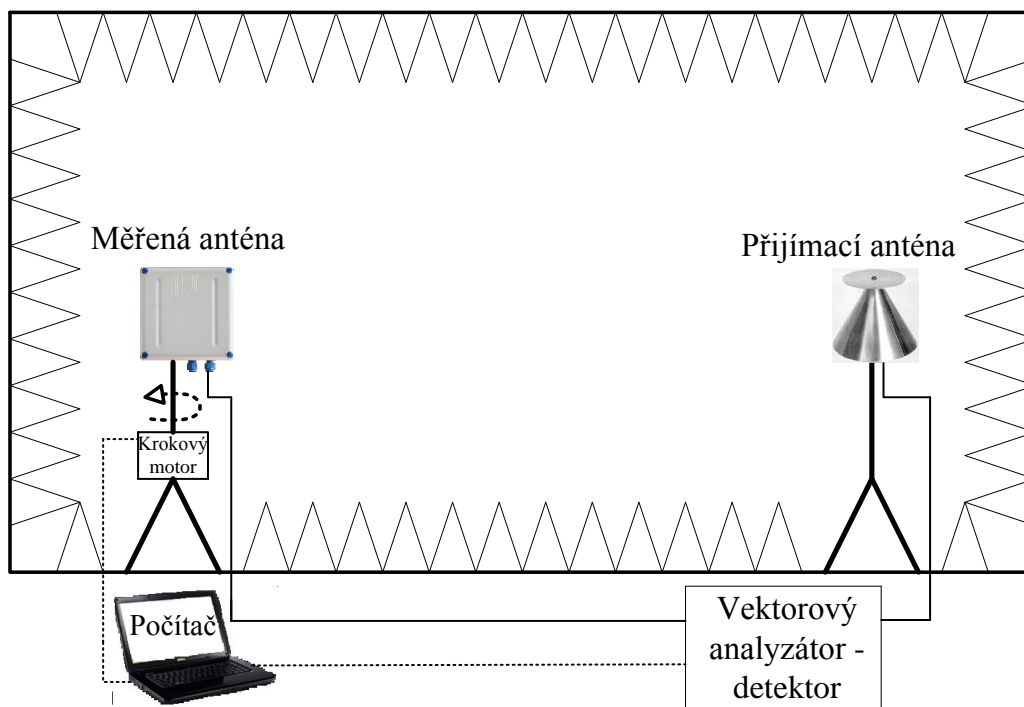
Tab. 25 Srovnání šířky pásma modelu a reálné anténní řady 2x2 SIW s boxem

Na Obr. 94 je srovnání 3D směrové charakteristiky z programů HFSS a CST pro frekvenci 5,6 GHz. Charakteristiky z obou programů jsou až na malé rozdíly shodné. Z charakteristiky je patné zvětšení realizovaného zisku oproti anténní řadě 2x2 bez boxu 0,8 dB (HFSS) a o 0,9dB (CST).



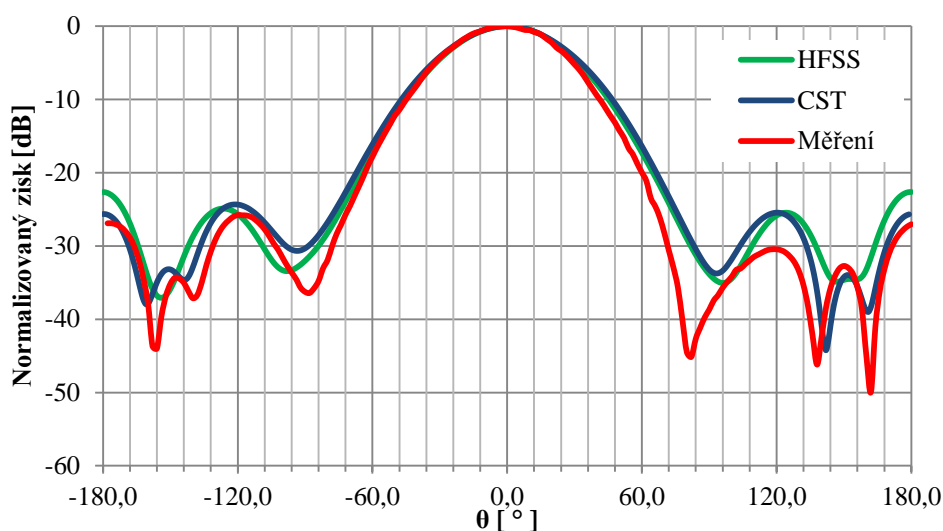
Obr. 94 Simulované 3D směrové charakteristiky anténní řady 2x2 s boxem HFSS (vlevo) a CST (vpravo), $f = 5,6$ GHz

U finální antény s boxem byly změřeny směrové charakteristiky v bezodrazové komoře v laboratoři UREL. Měřící pracoviště bylo uspořádáno přibližně dle Obr. 95.

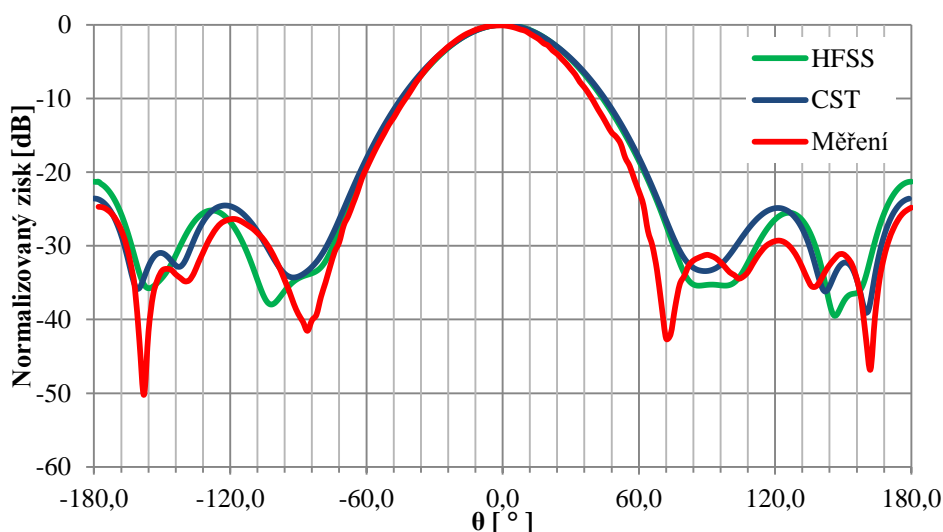


Obr. 95 Směrové charakteristiky v E a H rovině pro oba programy, $f = 5,725$ GHz

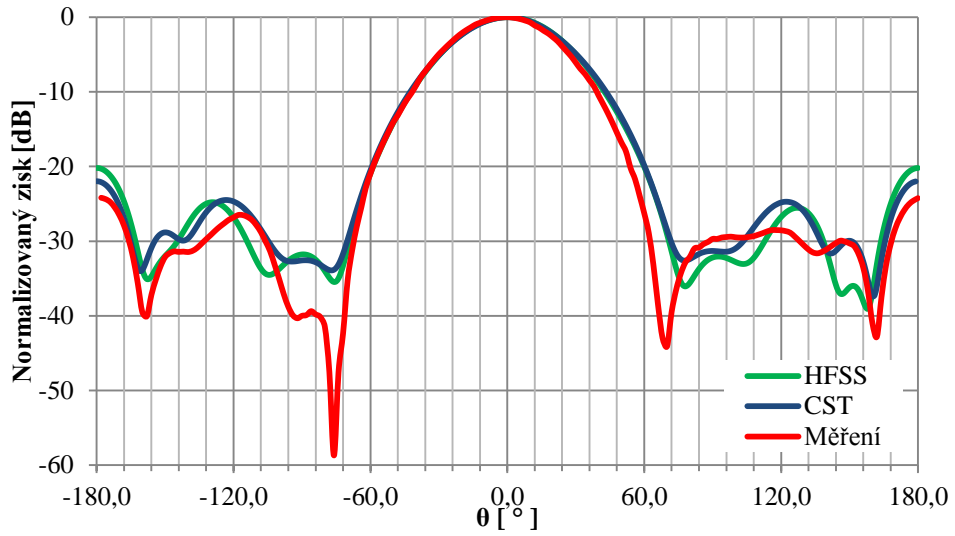
Měřená anténa s boxem je umístěna na otočném podstavci s krokovým motorem a připojena k jednomu kanálu vektorového analyzátoru. Krok motoru je ovládán přes sběrnici pomocí PC, kde lze nastavit velikost azimutu otočení antény. Směrová charakteristika měřené antény je měřena anténou všesměrovou, v tomto případě diskónovou anténou, která je připojena na druhý kanál vektorového analyzátoru. Vektorovým analyzátozem je měřen činitel přenosu s_{12} mezi zapojenými kanály a hodnoty jsou ukládány pomocí sběrnice na disk počítače. Na Obr. 95 je konfigurace antén pro měření E roviny šterbinové anténní řady. Pro měření H roviny šterbinové anténní řady se obě antény otočí o 90° . Z měření však není možné určit zisk antény, jelikož není ocejchovaná přenosová cesta mezi anténami. Zisk pro tuto konfiguraci měřícího pracoviště by bylo možné měřit pouze pro stejné antény (měřená i přijímací) nebo s metodou 3 antén, kdy jedna z nich je referenční. Anténa s boxem je změřena na krajních frekvencích Wi-Fi pásma 5,47 a 5,725 GHz a na střední pracovní frekvenci 5,6 GHz v rovinách směrové charakteristiky E a H, viz Obr. 96 – 101.



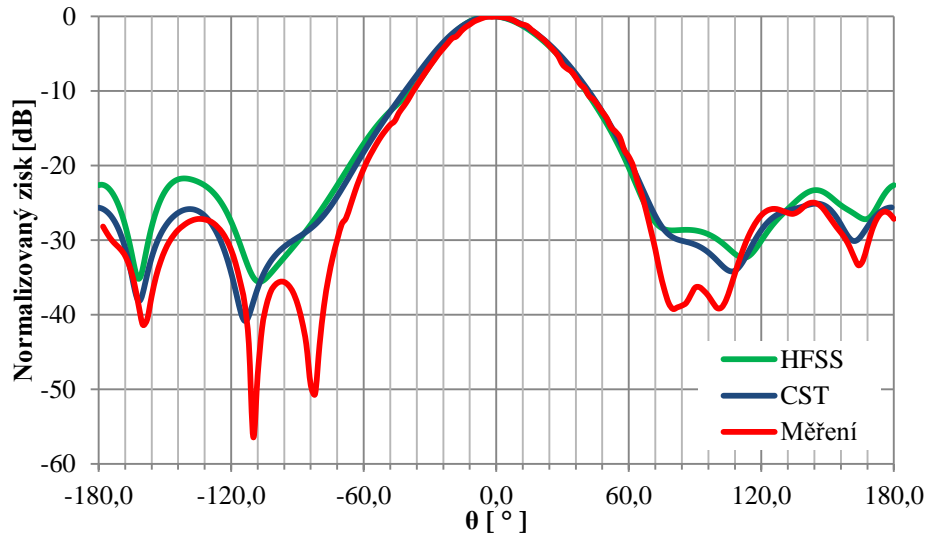
Obr. 96 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v E rovině, $f = 5,47$ GHz



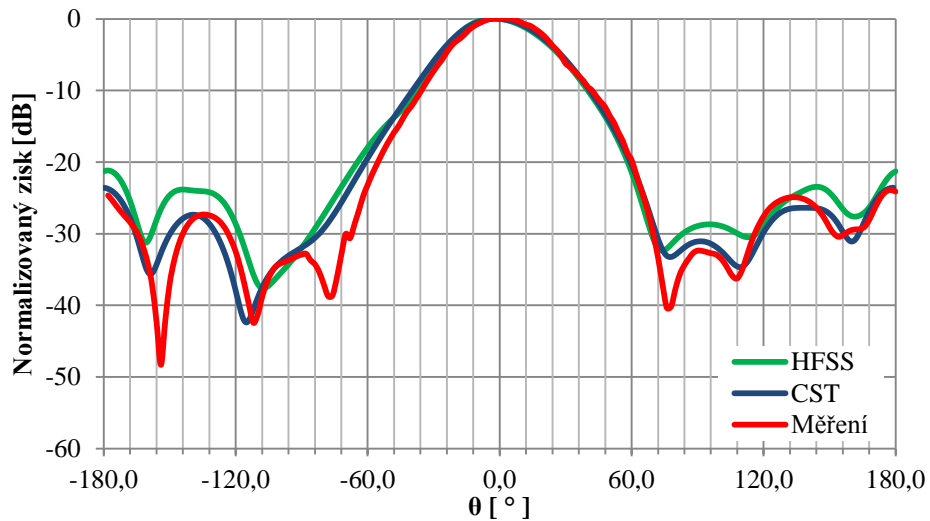
Obr. 97 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v E rovině, $f = 5,6$ GHz



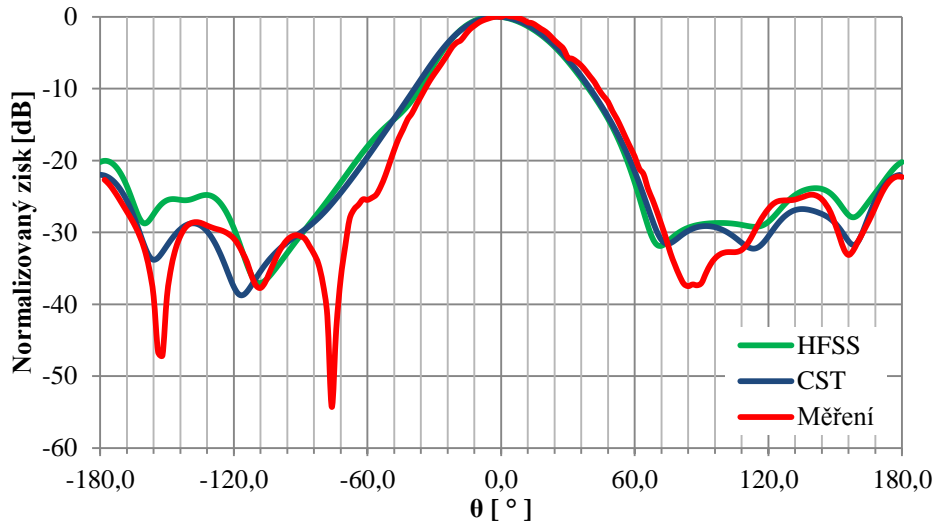
Obr. 98 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v E rovině, $f = 5,725$ GHz



Obr. 99 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v H rovině, $f = 5,6$ GHz



Obr. 100 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v H rovině, $f = 5,6$ GHz



Obr. 101 Simulovaná a změřená směrová charakteristika v H rovině, $f = 5,725$ GHz

Směrové charakteristiky až na malé rozdíly odpovídají výsledkům získaných ze simulací, což dokazuje správnou činnost vyrobené antény. Pro všechny uvažované frekvence je potlačení bočních laloků větší jak 20 dB.

V tabulce Tab. 26 jsou uvedeny odečtené hodnoty dosaženého zisku ze simulací změřené hodnoty zisku realizované anténní řady 2x2 s boxem pro 3 různé kmitočty z Wi-Fi pásma. Změřená hodnota zisku odpovídá hodnotám získaných ze simulačních programů, což opět dokazuje správnou činnost antény. Hodnoty zisku se pro krajní kmitočty Wi-Fi pásma mění pouze v řádu desetin dBi.

Frekvence [GHz]	Zisk [dBi]		
	HFSS	CST	Měření
5,470	11,59	11,15	11,41
5,600	12,02	11,75	11,49
5,725	12,01	11,85	11,74

Tab. 26 Srovnání hodnot zisků anténní řady 2x2 s boxem pro různé frekvence

5.11 Ověření funkčnosti antény v praxi

Posledním testem anténní řady 2x2 s boxem bylo její umístění na anténní držák místo stávající komerční antény GentleBox JC -217UF [22] se ziskem 16 dBi od mého poskytovatele internetového připojení Wi-Fi v pásmu 5 GHz, viz Obr. 102. V boxu komerční antény je mimo integrované antény v horním víku boxu také umístěn RouterBoard RB411 od Mikrotik, který umožňuje propojení vnější internetové sítě Wi-Fi a vnitřní domácí sítě LAN. RouterBoard je možné napájet po datovém síťovém kabelu (PoE). Integrovaná anténa je k RouterBoard standardně připojena pomocí konektoru UF - L přes mini PCI modul CM10, Atheros 5006x.



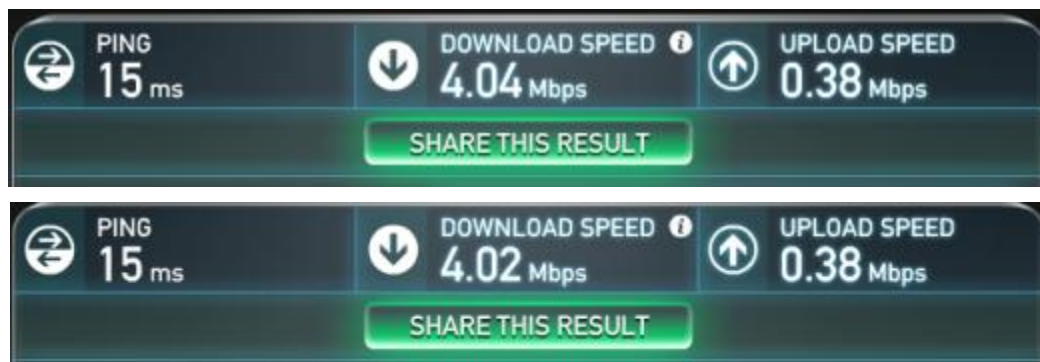
Obr. 102 GentleBox JC – 217 UF

K ověření funkčnosti anténní řady 2x2 v praxi byl využit RouterBoard z komerční antény od poskytovatele internetu. Integrovaná anténa v boxu byla od RouterBoard odpojena (černý tenký drát s konektorem UF – L na Obr. 102) a přes koaxiální redukci UF - L / reverzní SMA (male) a kabel SMA(female)/SMA (male) byla nahrazena anténní řadou 2x2 SIW s boxem. Anténní řada 2x2 s boxem byla umístěna na anténní držák a úspěšně byla ověřena funkčnost připojením počítače, který byl v domácí síti LAN, k internetu. Fotografie nainstalované anténní řady 2x2 s boxem jsou na Obr. 103.



Obr. 103 Vnitřní (vlevo) a venkovní (vpravo) pohled na instalovanou anténní řadu 2x2 s boxem

Pro obě antény byla změřena rychlost připojení na stránkách www.speedtest.net a nebyl zjištěn mezi anténami z pohledu parametrů připojení rozdíl. Vyfocené obrazovky s parametry internetového připojení pro obě antény jsou uvedeny na Obr. 104.



Obr. 104 Parametry připojení pro komerční anténu (nahore) a pro anténní řadu 2x2 s boxem (dole)

6 Závěr

V diplomové práci je prostudován princip činnosti, vlastnosti a postup návrhu šterbinové anténní řady na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. Jsou rozebrány typické přechody vedení na strukturu SIW. Pro návrh i realizaci antén na bázi SIW byl vybrán přechod koaxiálního vedení na SIW. Velkou výhodou je nulové parazitní vyzařování přechodu a jeho jednoduchost oproti mikropáskovým přechodům.

Praktická část práce je soustředěna na návrh a realizaci anténních řad 2x1 a 2x2 na bázi SIW. Antény jsou navrženy a realizovány na substrát Arlon CuClad 217. Z důvodu úzkopásmovosti šterbinových antén a pokrytí Wi-Fi pásma byly rozměry a parametry obou antén optimalizovány pro maximalizaci impedanční šířky pásma, zejména šířka šterbin. Pro zvětšení šířky pásma byly analyzovány i modifikace antény jako dvojnásobná tloušťka substrátu či motýlkový motiv šterbin. Pouze s dvojnásobnou šířkou substrátu bylo dosaženo větší a to skoro dvojnásobné šířky pásma oproti klasickým obdélníkovým šterbinám, $B_{-10\text{ dB}} = 470\text{ MHz}$. Od dalšího řešení této modifikace bylo upuštěno z důvodů složitější realizace antény se strukturou SIW, avšak pro velké šířky pásma je využití větší tloušťky substrátu vhodné řešení. Anténní řada 2x1 se SIW byla navržena a realizována s obdélníkovými šterbinami. U antény byl změřen činitel odrazu na vstupu antény a tím ověřena správná činnost antény. Dosažená šířka pásma je u realizované antény 310 MHz, což zcela postačuje pro uvažovanou aplikaci. Zisk ze simulace je pro frekvenci 5,6 GHz 8,4 dBi. Anténa je málo směrová, což dokládá šířka hlavního laloku v rovině E $2\theta_E = 96^\circ$.

U realizované anténní řady 2x2 bylo dosaženo menší, ale dostačující šířky pásma pro danou aplikaci oproti řadě 2x1 a to 275 MHz, avšak zisk (ze simulace) vzrostl na hodnotu 11,22 dBi. Anténní řada 2x2 je směrovější, šířka hlavního laloku v rovině E i H je $2\theta_{0,7} = 48^\circ$. Potlačení bočních laloků je přes celé pásmo Wi-Fi větší jak 20 dB.

Práce byla rozšířena o kapitolu zabývající se doplněním anténní řady 2x2 boxem pro venkovní použití. Parametry boxu byly změřeny a zahrnuty při návrhu a optimalizaci antény v simulačním programu. Anténní řada 2x2 byla mírně modifikována pro umístění v boxu a doplněna o vyrobené koaxiální prodloužení napájení antény. U realizované anténní řady 2x2 s boxem byly pro ověření správné činnosti antény změřeny činitel odrazu na vstupu antény, směrové charakteristiky na několik kmitočtech a zisk antény. U této antény bylo dosaženo největší šířky pásma a to 343 MHz. Změřené směrové charakteristiky až na malé rozdíly odpovídají charakteristikám ze simulací. Potlačení bočních laloků přes celé pásmo Wi-Fi je více než 20 dB. Vlivem boxu došlo k mírnému zúžení hlavního laloku v rovině H směrové charakteristiky na hodnotu $2\theta_H = 42^\circ$ a tím došlo i ke zvětšení zisku na 12 dBi (simulace), změřená hodnota zisku je 11,49 dBi. U této antény bylo dosaženo ze všech 3 vyrobených antén nejlepších parametrů.

Na závěr byla úspěšně ověřena funkčnost antény v praxi. Komerční anténa pro Wi-Fi byla nahrazena realizovanou anténní řadou 2x2 s boxem. Domácí síť LAN byla bez problémů připojena prostřednictvím této antény k internetu.

Literatura

- [1] BOZZI, M.; GEORGIADIS, A.; WU, K. Review of substrate-integrated waveguide circuits. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 2011, vol. 5, no. 8, p. 909-920
- [2] RAIDA, Zbyněk . *Počítačové řešení komunikačních systémů : Učební elektronické texty FEKT VUT*. Brno : VUT v Brně, 2006. 100 s.
- [3] HANUS, Stanislav; SVAČINA, Jiří. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika : Učební elektronické texty FEKT VUT*. Vyd. 1. Brno : VUT v Brně, 2002. 208 s.
- [4] NOVÁČEK, Zdeněk . *Elektromagnetické vlny, antény a vedení : Přednášky*. Vyd. 1. Brno : VUT v Brně, 2006. 133 s. ISBN 80-214-3301-9.
- [5] BALANIS, C. A. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 2/E. New York: John Wiley & Sons, 1996. ISBN 0-471-59268-4.
- [6] JIRÁK, Josef ,et. al. *Materiály a technická dokumentace : Učební elektronické texty FEKT VUT*. Brno : VUT v Brně, 2006. 129 s.
- [7] YAN, L., HONG, W., HUA, G., CHEN, J., WU, K., CUI, T. J. Simulation and experiment on SIW slot array antennas. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2004, vol. 14, no. 9, p. 446-448. ISSN 1531-1309.
- [8] WENG, Zi-bin; GUO, Rong; JIAO, Yong-chang. Design and Experiment on Substrate Integrated Waveguide Resonant Slot Array Antenna at Ku-Band . In [online]. China : Nat. Lab. of Antenna & Microwave Technol., Xidian Univ., Xi'an , 6-29.10.22006, 30.4.2007 [cit. 2011-04-13]. s. 1-3. Dostupné z WWW: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4168137> >. ISBN 1-4244-0162-3, doi:10.1109/ISAPE.2006.353476.
- [9] XU, Feng; WU, Ke. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide . In *IEEE Transaction on microwave theory and techniques* [online]. 1. 53. Canada : Dept. de Genie Electrique, Ecole Polytechnique de Montreal, Que, 2005, 17.1.2005 [cit. 2011-04-13]. s. 66-73. Dostupné z WWW: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1381676> >. ISSN 0018-9480, doi:10.1109/TMTT.2004.839303.
- [10] MORINI, A., et al. Design of Low-Cost non-radiative SMA-SIW. In *Microwave Conference, 36th European* [online]. Manchester : Univ. Politecnica delle Marche, Ancona, Italy, 10-15.9.2006, 15.1.2007 [cit. 2011-04-13]. s. 526-529. Dostupné z WWW: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4057867> >. ISBN 2-9600551-6-0, doi:10.1109/EUMC.2006.281426 .
- [11] RAYAS-SANCHEZ, J.E.; GUTIERREZ-AYALA, V. A general EM-based design procedure for single-layer substrate integrated waveguide interconnects with microstrip transitions. In *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International* [online]. Tlaquepaque, Mexico : Dept. of Electron., Inst. Tecnol. y de Estudios Superiores de Occidente, 15-20.6.2008, 26.9.2008 [cit. 2011-04-13]. Dostupné z WWW: < <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4632999> >. ISSN 0149-645X , doi:10.1109/MWSYM.2008.4632999.

- [12] 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, 23-28.5.2010, 23.7.2010 [cit. 2011-04-13]. s. 704-707. Dostupné z WWW: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5517884>>. ISBN 978-1-4244-6057-1 , doi:10.1109/MWSYM.2010.5517884.
- [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.
- [14] 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.
- [15] RAIDA, Zbyněk , et al. *Multimediální učebnice* [online]. Brno : FEKT Brno, 2010 [cit. 2011-04-13]. Elektromagnetické vlny a mikrovlnná technika. Dostupné z WWW:< <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?nav=4-7->>.
- [16] NAVARRO, D.; CARRERA, L.F.; BAQUERO, M. A SIW slot array antenna in Ku band. In [online]. Spain : DETRI, Escuela Politécnica Nacional, Quito, Ecuador , 12.-16.4.2010, 8.7.2010 [cit. 2011-04-13].s.1-3. Dostupné z WWW: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5505220>>. ISBN 978-84-7653-472-4.
- [17] VOLAKIS, John L. *Antenna Engineering Handbook*. 4th edition. New York : Mc. Graw-Hill, 2007. 1760 s.
- [18] Arlon 25N/25FR - Microwave materials: High Frequency, Low Loss Thermoset Laminates and Prepreg for. Double Sided, Multilayer and Mixed Dielectric Printed Circuit Boards. 2009, 4. Dostupné z: www.arlon-med.com/25N25FR.pdf
- [19] Arlon CuClad Series - Microwave materials: PTFE/Woven Fiberglass Laminated Microwave Pronted Circuit Board Substrates. 2009, 5. Dostupné z: www.arlon-med.com/Cuclad.pdf
- [20] PRO POWER. *RG402U/RG405U: 50 Ohm Semi - Rigid Coaxial Cables* [online]. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/313161.pdf>
- [21] HUBERT & SUHNER. *Series SMA Subminiature Connectors*. Dostupné z: <http://www.farnell.com/datasheets/106753.pdf>
- [22] Wi-Fi Antény Jirous: GentleBOX JC-217. [online]. [cit. 2012-05-09]. Dostupné z: <http://cz.jirous.com/anteny-5ghz/jc-217>

Seznam symbolů, veličin a zkratk

f	frekvence
f_{krit}	kritická frekvence vlnovodu
f_{prac}	pracovní frekvence
f_{max}	maximální pracovní frekvence
λ	vlnová délka
λ_{prac}	pracovní vlnová délka
λ_{krit}	kritická vlnová délka vlny ve vlnovodu
v_f	fázová rychlost vlny ve vlnovodu
v_{sk}	skupinová rychlost vlny ve vlnovodu
c	rychlost šíření elektromagnetické vlny
ϵ	permitivita prostředí, materiálu
μ	permeabilita prostředí, materiálu
ϵ_r	relativní permitivita prostředí, materiálu
μ_r	relativní permeabilita prostředí, materiálu
λ_g	délka vlny ve vlnovodu
δ	hloubka vniku
σ_v	specifická vodivost materiálu
δ_d	měrný útlum
$\text{tg } \delta$	ztrátový činitel
ϵ_0	permitivita vakua
ϑ	úhel dopadu vlny
ϑ_k	kritický úhel dopadu vlny
ϵ''	ztrátové číslo
ϵ_{ef}	efektivní permitivita mikropáskového vedení
E	vektor intenzity elektrického pole
H	vektor intenzity magnetického pole
E_0	intenzita vnějšího elektrického pole
E_t	tečná složka intenzity elektrického pole
H_t	tečná složka intenzity magnetického pole
Π	Hertzův vektor
k	vlnové číslo
ω	kmitočet

γ	konstanta šíření
γ_{ekv}	ekvivalentní konstanta šíření
Z_{ekv}	ekvivalentní impedance
γ_{GCPW}	konstanta šíření pro uzemněný koplanární vlnovod
β	měrný útlum
α	fázová konstanta
a,b	příčné rozměry vlnovodu
m,n	vidová čísla
h	tloušťka substrátu, délka vedení proudové sondy
p	rozteč prokůvů
d	průměr prokůvů
s	šířka koplanárního vlnovodu CPW
g_n	rezonanční vodivost n-té štěrbin
g_0	unitární vodivost čtvrtvlnné štěrbin
u_n	budící napětí n-štěrbin
s_{11}	rozptylový parametr, činitel odrazu na vstupu brány 1
s_{33}	rozptylový parametr, činitel odrazu na vstupu brány 3
s_{12}	rozptylový parametr, činitel přenosu mezi bránou 1 a 2
s_{13}	rozptylový parametr, činitel přenosu mezi bránou 1 a 3
d_v	vzdálenost středu prokůvů a koplanárního vlnovodu CPW
\bar{a}	normalizovaná šířka ekvivalentního vlnovodu
x_0, z_0	parametry umístění proudové sondy
Δy	parametr posunu štěrbin z maxima elektromagnetického pole
a_{RWG}	příčná strana obdélníkového vlnovodu RWG
l_2	vzdálenost zakončení struktury SIW od koaxiálního buzení
l	fyzická délka dipólu
l_{tap}	délka zužujícího se mikropáskového přechodu
l_{via}	parametr posunu trojice prokůvů u napájecího Y-článku
z	vzdálenost od konce dipólu
r	vzdálenost od dipólu
Q	činitel jakosti
U	elektrické napětí
P_z	ztrátový výkon
I_{ztr}	ztrátový proud

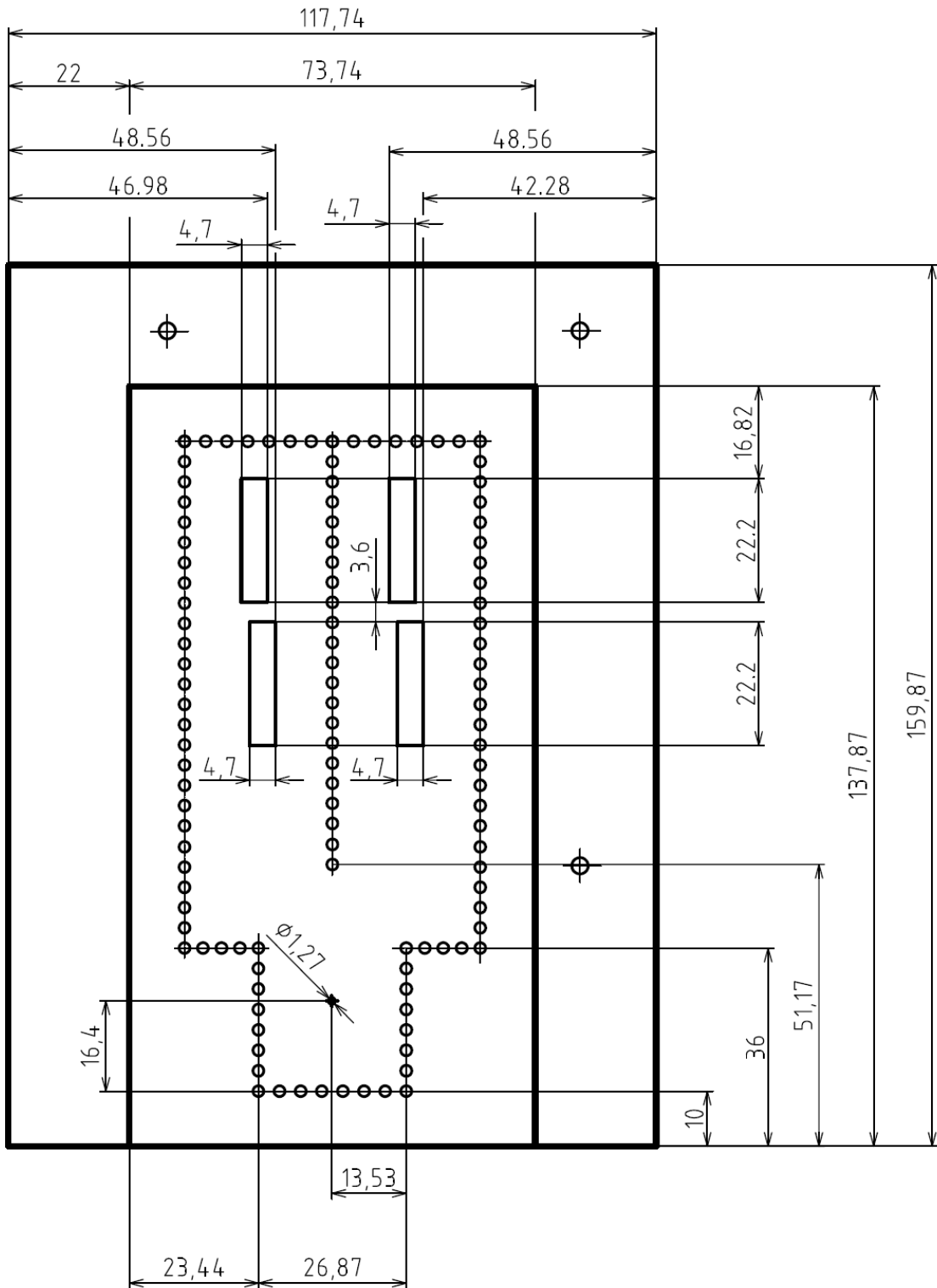
I_{jal}	kapacitní, jalový proud
P_{max}	maximální přenášený výkon
E_{max}	maximální intenzita elektrického pole
E_{θ}	intenzita elektrického pole v rovině úhlu θ
H_{θ}	intenzita magnetického pole v rovině úhlu θ
F	funkce záření u antén
R_s	vysokofrekvenční povrchový odpor
Z	impedance
Z_0	charakteristická impedance
Z_e	ekvivalentní impedance mikropásku
Z_{slot}	impedance štěrbiny
Z_{dipol}	impedance dipólu
I_{max}	proud v kmitně
U_{max}	napětí v kmitně
s_{11-33}	činitelé odrazu na daných vstupech 1 – 3
Δs	determinant rozptylové matice
$\beta(f_0)$	Besselova funkce 1. řádu pro frekvenci f_0
w_{SIW}	šířka struktury SIW
w_{tap}	šířka zužujícího se přechodu mikropásek – SIW
w_o	šířka napájecího mikropásku
W	vnější vzdálenost stěn štěrbiny ve tvaru motýlku
W_c	vnitřní vzdálenost stěn štěrbiny ve tvaru motýlku
SIW	vlnovod integrovaný do substrátu
ŠA	štěrbinová anténa
AP	Access Point, přístupový bod
TE	transverzálně elektrická vlna (vid)
TM	transverzálně magnetická vlna (vid)
TEM	transverzálně elektromagnetická vlna (vid)
CPW	koplanární vlnovod
GCPW	uzemněný koplanární vlnovod
\mathbf{J}	zdroj elektrického pole
\mathbf{M}	zdroj magnetického pole
PEC	perfektně elektrický vodič
PMC	perfektně magnetický vodič

Wi-Fi označení standardu IEEE 802.11 popisující bezdrátovou komunikaci v počítačových sítích

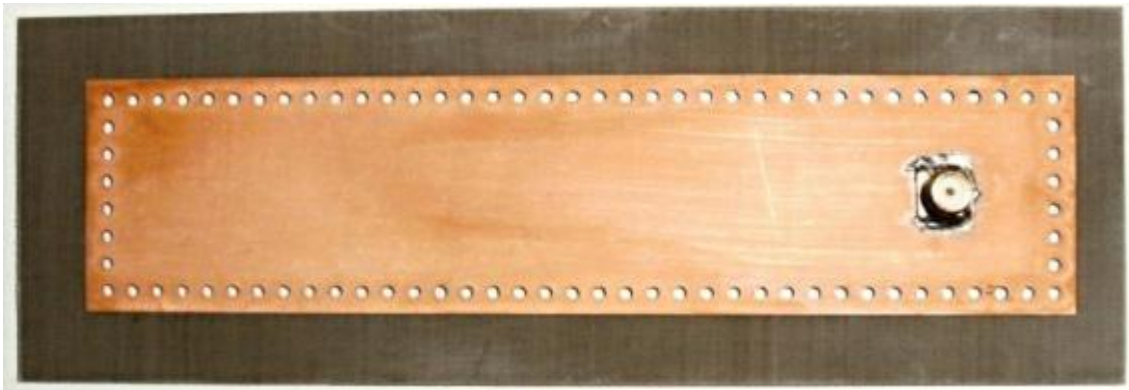
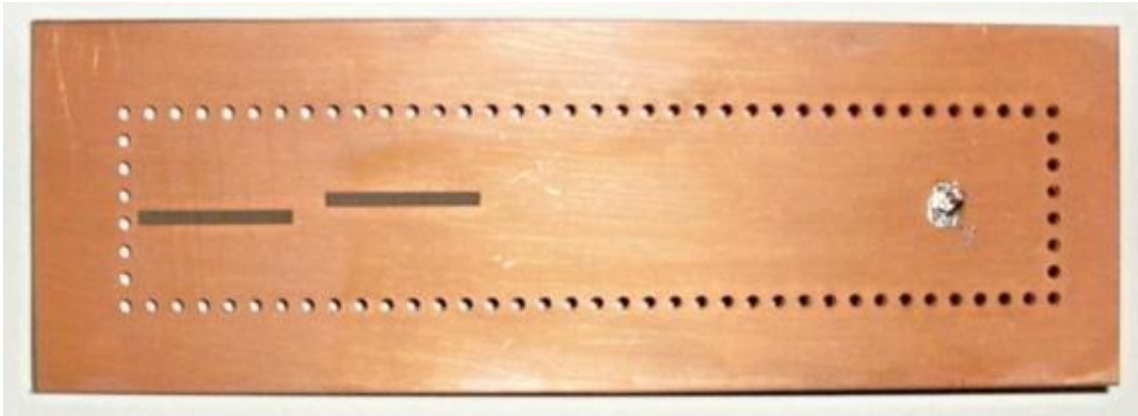
Seznam příloh

A	Konstrukční výkres Anténní řady 2x1	83
B	Konstrukční výkres Anténní řady 2x2	84
C	Konstrukční výkres Anténní řady 2x2 pro box – strana Top	85
D	Konstrukční výkres Anténní řady 2x2 pro box – strana Bottom	86
E	Fotografie realizované anténní řady 2x1	87
F	Fotografie realizované anténní řady 2x2	88
G	Fotografie realizované anténní řady 2x2 s boxem	89

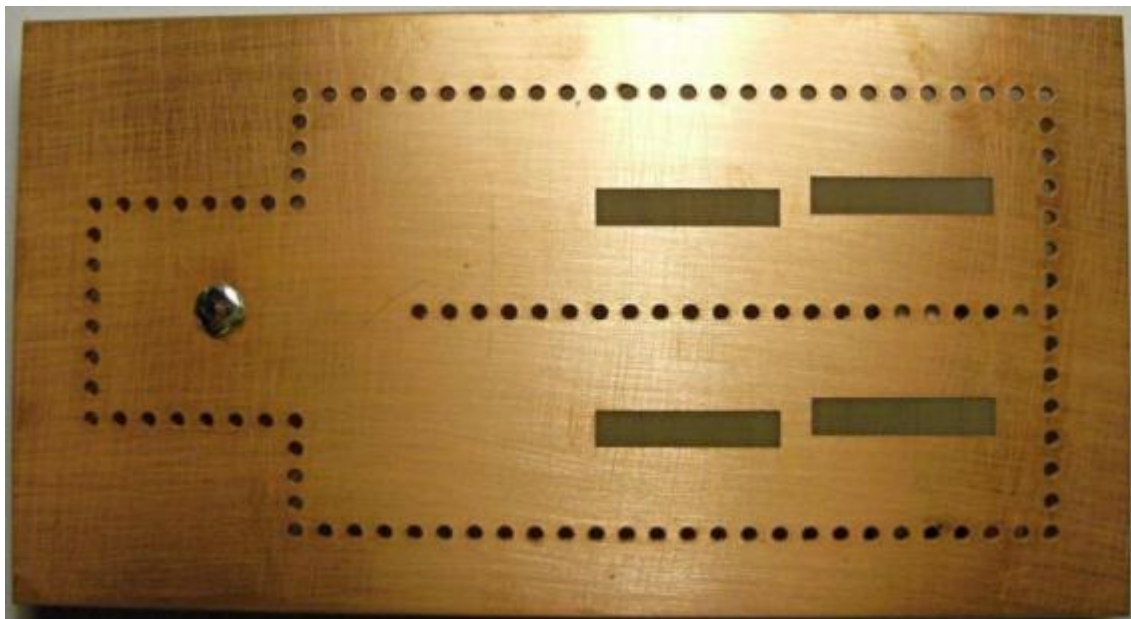
C Konstrukční výkres Anténní řady 2x2 pro box – strana Top



E Fotografie realizované anténní řady 2x1



F Fotografie realizované anténní řady 2x2



G Fotografie realizované anténní řady 2x2 s boxem

