

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 ANTÉNA PRO PÁSMO X

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. FRANTIŠEK BURIÁNEK

BRNO 2013



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 ANTÉNA PRO PÁSMO X

SLOT ANTENNA FOR X BAND

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. FRANTIŠEK BURIÁNEK

VEDOUcí PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. JAROSLAV LÁČÍK, Ph.D.

BRNO 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. František Buriánek

ID: 119370

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Štěrbínová anténa pro pásmo X

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem štěrbinových antén a principem činnosti vlnovodu integrovaného do substrátu pracujícím v polovičním módu.

Po dohodě s vedoucím práce navrhnete štěrbinovou anténu na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu pracujícího v polovičním módu a modelujte ve vhodném programu s cílem dosažení požadovaných vlastností. Navrženou anténu realizujte a proměřte. Diskutujte dosažené výsledky a vliv přesnosti výroby na její vlastnosti.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PROCHÁZKA, M. Antény - encyklopedická příručka, Praha: BEN - technická literatura, 2001.

[2] LAI, Q., FEMEAUX, CH., HONG, W., VAHLDIECK, R., Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009, vol. 57, no. 8, p. 1996- 2004.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Jaroslav Láčík, Ph.D.

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

Práce seznamuje čtenáře s problematikou štěrbinových antén. Zabývá se návrhem a simulací štěrbinové antény pro pásmo X v programu CST Microwave Studio. Je zde popsán postup včetně veškerých nastavení potřebných pro správný chod simulace. Dále je zde uveden popis principu vlnovodu integrovaného do substrátu pracující v poloviční módu - HMSIW. Na závěr je navržena struktura HMSIW a štěrbinová anténa vyrobena a změřena. Výsledky simulací jsou srovnány s výsledky dosaženými měřeními. Navržená anténa na kmitočtu 10 GHz dosahuje impedanční šířky pásma 255 MHz a zisku 8,81 dBi (simulované hodnoty v CST Microwave studiu).

KLÍČOVÁ SLOVA

Štěrbínová anténa, Babinetův princip, vlnovod integrovaný do substrátu - SIW, vlnovod integrovaný do substrátu pracující v polovičním módu - HMSIW

ABSTRACT

This work familiarizes readers with the issues of slot antennas. It presents design and simulation of slot antenna for X band in CST Microwave Studio program. The simulation procedure is described here, including all the settings required for proper operation of the simulation. Then there is the description of the principle of the Half-Mode Substrate Integrated Waveguide - HMSIW. In the end the designed structure of HMSIW and the slot antenna are assembled and measured. The results of the simulation are compared with the results acquired by measurements. The designed antenna at the frequency 10 GHz achieves the impedance bandwidth 255 MHz, and the gain 8,81 dBi (the simulated values in CST Microwave studio).

KEYWORDS

Slot Antenna, Babinet's principle, Substrate Integrated Waveguide - SIW, Half-Mode Substrate Integrated Waveguide - HMSIW

BURIÁNEK, František *Štěrbínová anténa pro pásmo X*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2012. 44 s. Vedoucí práce byl Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Štěrbínová anténa pro pásmo X“ 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 diplomové 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

.....
(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Jaroslavu Láčíkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Výzkum popsáný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

OBSAH

Úvod	10
1 Štěrbínová anténa	11
1.1 Babinetův princip	11
1.1.1 Příklad: dualita	13
2 Vlnovod integrovaný do substrátu	14
2.1 Rozbor SIW	14
2.1.1 Požadavky na substrát	15
2.1.2 Vlastnosti SIW	15
3 Vlnovod integrovaný do substrátu pracující v polovičním módě	18
3.1 Šíření vlny vlnovodem	18
3.2 Určení šířky vlnovodu	19
4 Modelování HMSIW struktury	21
4.1 Výpočet rozměrů	21
4.2 CST Microwave Studio	22
4.2.1 Model HMSIW a globální nastavení	23
4.3 Simulace	24
4.3.1 Výsledky	25
4.4 Výroba HMSIW struktury	29
4.5 Měření HMSIW struktury	30
5 Štěrbínová anténa v HMSIW	32
5.1 Výsledky Simulací	33
5.1.1 Parameter Sweep	34
5.2 Výroba štěrbinové antény	39
5.3 Měření štěrbinové antény	39
6 Závěr	42
Literatura	43
Seznam symbolů, veličin a zkratk	44

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Štěrbínová anténa s otvorem tvaru obdélníku, převzato z [1].	11
1.2	Srovnání štěrbinové antény s dipólem, převzato z [1] a [2].	12
2.1	Vlnovod integrovaný do substrátu (SIW), převzato z [5].	14
2.2	Obecná struktura SIW, převzato z [4].	15
2.3	Šíření vlny TE_{10} pro různé vzdálenosti proků, převzato z [4].	16
2.4	Šíření a rozptyl vlny, převzato z [4].	17
3.1	Srovnání HMSIW se SIW, převzato z [6].	18
3.2	Rozložení elektrického pole uvnitř ohybu pro $f = 30$ GHz, převzato z [6].	19
3.3	Výchozí struktura SIW, převzato z [4].	19
4.1	Vzhled HMSIW struktury.	22
4.2	Model HMSIW struktury s konektorem.	24
4.3	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	25
4.4	Výsledná HMSIW struktura s konektorem.	26
4.5	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	26
4.6	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	27
4.7	Výsledná HMSIW struktura doplněná o řadu proků.	27
4.8	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	28
4.9	Model reálné HMSIW struktury s proky.	28
4.10	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	29
4.11	Výsledná podoba HMSIW struktury.	29
4.12	Srovnání HMSIW struktury s proky a bez proků.	30
4.13	Měření činitele odrazu s_{11} a přenos s_{21} struktury HMSIW.	31
5.1	Vzhled štěrbinové antény v HMSIW.	33
5.2	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	33
5.3	3D vyzařovací charakteristika na $f = 10$ GHz.	33
5.4	Směrová charakteristika pro $f = 10$ GHz.	34
5.5	Rozmítání jednotlivých parametrů - 1. část.	35
5.6	Rozmítání jednotlivých parametrů - 2. část.	36
5.7	Rozmítání jednotlivých parametrů - 3. část.	37
5.8	Závislost S-parametrů na kmitočtu.	37
5.9	3D vyzařovací charakteristika na $f = 10$ GHz.	38
5.10	Směrová charakteristika pro $f = 10$ GHz.	38
5.11	Výsledná podoba štěrbinové antény.	39
5.12	Měření činitele odrazu s_{11} štěrbinové antény.	40
5.13	Srovnání směrových charakteristik měření vs. simulace na $f = 10$ GHz.	41
5.14	Změřené směrové charakteristiky pro $f = 10$ GHz.	41

SEZNAM TABULEK

4.1	Výpis parametrů a jejich rozměrů HMSIW struktury.	22
5.1	Výpis parametrů a rozměrů šěrbinové antény.	32

ÚVOD

Obdélníkové vlnovody jsou používány v široké škále mikrovlnných aplikací, z důvodu jejich vysoké výkonové zatížitelnosti, dobrého činitele jakosti, nízkých ztrát a stínění. Nicméně integrace těchto „3D“ zařízení s planárními obvody je kvůli jejich vysokému profilu obtížná. Jako možné řešení se jeví integrace vlnovodu do substrátu, anglicky Substrate Integrated Waveguide (SIW). Touto technologií se ponechají přednosti běžných obdélníkových vlnovodů a jsou přidány další výhody jako je nízký profil a cena, které již umožní široké použití v integrovaných obvodech.

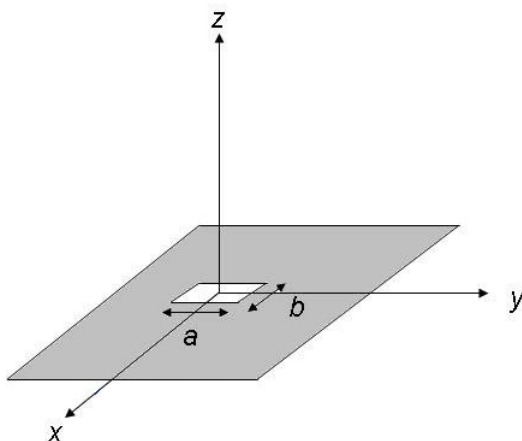
V posledních letech byla technologie SIW hojně studována a využívána v mnoha planárních strukturách. Avšak pro mnoho praktických aplikací jsou rozměry SIW (zejména jejich šířka) příliš velké. S cílem dosáhnout dalšího snížení příčné velikosti SIW, byl nedávno vyvinut koncept vlnovodu integrovaného do substrátu pracujícím v polovičním módu, anglicky Half-Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW). Složitost výroby a veškeré vlastnosti SIW si tato metoda udrží.

Jelikož se jedná o relativně novou záležitost, nebylo doposud na HMSIW vlnovodu realizováno příliš nových konceptů. Proto je cílem této práce hlouběji proniknout do problematiky HMSIW vlnovodů a následně jej využít při návrhu šterbinové antény pro pásmo X.

1 ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNA

Štěrbínové antény (anglicky slot antennas) jsou v dnešní době hojně využívány z důvodu lehké výroby. Lze je prakticky používat na jakýmkoliv povrchu o libovolném tvaru a velikosti. Jejich vyzařovací laloky jsou přibližně všesměrové, podobně jako u lineárních antén. Polarizace štěrbínových antén je zpravidla lineární. Nejčastěji jsou navrhovány pro použití na kmitočtech od 300 MHz.

Pro představu by bylo vhodné popsat typickou štěrbínovou anténu. Uvažujme tedy plochu z perfektně vodivého materiálu s otvorem (často nazývaným apertura) tvaru obdélníku o rozměrech $a \times b$, jak je znázorněno na obrázku č. 1.1. Změnou rozměrů a tvaru štěrbin, nebo také použitým materiálem je možné anténu ladit, dokud na štěrbině nebude vybudeno nějaké pole. K lepšímu pochopení funkce štěrbínových antén je potřeba znát Babinetův princip, [1].

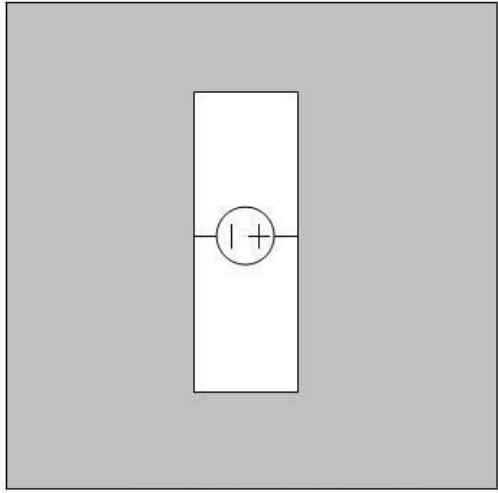


Obr. 1.1: Štěrbínová anténa s otvorem tvaru obdélníku, převzato z [1].

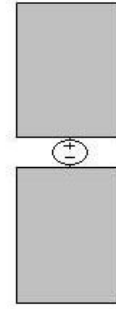
1.1 Babinetův princip

Babinetův princip byl zpočátku v optice formulován jako věta o difrakci, která říká, že difrakční obraz z neprůhledného tělesa je stejný s difrakčním obrazem díry totožného tvaru jako v případě neprůhledného tělesa, avšak s opačnou intenzitou dopředného paprsku (tmavá část změněna na světlou a naopak). Nicméně tato myšlenka nezahrnuje polarizaci, jež je nezbytná v radioelektronice. Proto byla v roce 1946 rozšířena o poznatky H. G. Brookera.

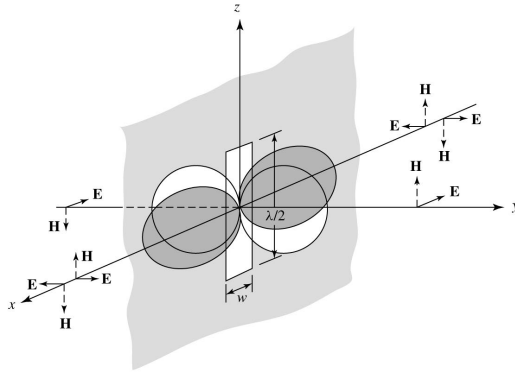
Na obrázku č. 1.2 jsou vidět rozdíly mezi štěrbínovou anténou a dipólem. Pokud se připojí buzení štěrbínové antény stejně, jak je to demonstrováno na obrázku č. 1.2a, budou po obvodu štěrbin protékat proudy. Principiálně má štěrbina charakter vedení na krátko, takže uprostřed štěrbin (v místě buzení) by mělo být



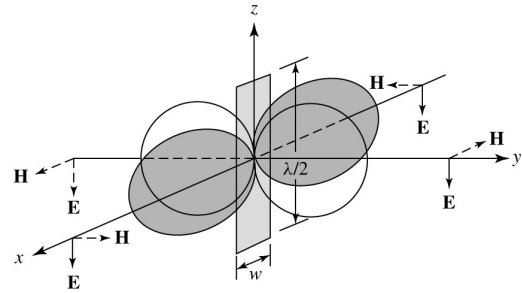
(a) štěrbinová anténa



(b) symetrický dipól



(c) vyzařování štěrbinové antény



(d) vyzařování plochého dipólu

Obr. 1.2: Srovnání štěrbinové antény s dipólem, převzato z [1] a [2].

maximální napětí a nulový proud, na krátkých koncích zase maximální proud a nulové napětí. Naopak je tomu v případě dipólu, jež představuje vedení s otevřeným koncem, tedy při rezonanci je na konci kmitna napětí a uzel proudu. Z toho plyne, že ve vyzařovací charakteristice štěrbinové antény budou vůči dipólu vektory intenzity elektrického pole E a intenzity magnetického pole H vyměněny.

Hlavní poznatek Bookerova rozšíření Babinetova principu udává následujícím vztahem souvislost mezi impedancemi zmiňovaných antén.

$$Z_C \cdot Z_S = \frac{\eta^2}{4} \quad (1.1)$$

kde je Z_C impedance doplňku (dipólu), Z_S impedance štěrbinové antény a η charakteristická impedance média, ve kterém je anténa umístěna (pro volný prostor $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = \sqrt{\frac{4\pi \cdot 10^{-7}}{8,854 \cdot 10^{-12}}} \approx 377 \Omega$). Druhý hlavní poznatek využívá principu duality.

To znamená, že pole šterbinové antény (dané s indexem S) souvisí s polem dipólu (značený indexem C) následovně:

$$E_{\theta S} = H_{\theta C} \quad (1.2)$$

$$E_{\phi S} = H_{\phi C} \quad (1.3)$$

$$H_{\theta S} = -\frac{E_{\theta C}}{\eta^2} \quad (1.4)$$

$$H_{\phi S} = -\frac{E_{\phi C}}{\eta^2} \quad (1.5)$$

Proto pokud je známo rozložení pole jedné z antén, známe i pole druhé antény. Z tohoto důvodu si lze na základě znalosti Babinetova principu a dipólu jednoduše odvodit impedanci a vyzařované pole šterbinové antény. Taktéž by bylo vhodné poznamenat, že v důsledku obrácení vektorů intenzit elektrického a magnetického pole je rozdílná i polarizace antén. Dipólová anténa má vertikální polarizaci a šterbinová anténa zase horizontální, [1] [2].

1.1.1 Příklad: dualita

Pro demonstraci zmíněných principů je uveden následující příklad. Mějme dipól podobný tomu na obrázku č. 1.2b. Dipól je délky 14,4 cm a šířky 2 cm. Předpokládána impedance na kmitočtu 1 GHz bude $(65 + j15) \Omega$. Pole z dipólu jsou dány vztahem:

$$E_{\theta d} = E_0 \sin\theta \quad (1.6)$$

Jaké získáme pole ze šterbiny na kmitočtu 1 GHz pro stejné rozměry jako u dipólu?

Použitím Babinetova principu lze snadno nalézt impedanci:

$$Z_S = \frac{\eta^2}{4 \cdot Z_D} = \frac{(120\pi)^2}{4 \cdot (65 + j15)} = (519 - j120) \Omega \quad (1.7)$$

Impedance šterbiny vyšla pro tento případ mnohem větší a je kapacitní (záporná imaginární složka), zatímco impedance dipólu má charakter induktivní (kladná imaginární složka). Intenzitu elektrického pole na šterbině lze posléze spočítat pomocí vzorce:

$$E_{\phi d} = \frac{E_0 \sin\theta}{\eta} \quad (1.8)$$

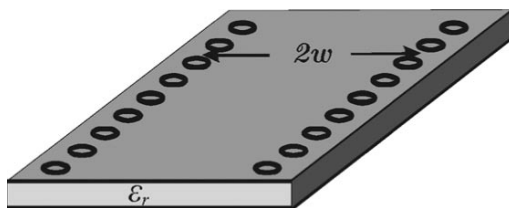
Je patrné, že intenzita elektrického pole obsahuje pouze složku ϕ , šterbinová anténa je tedy horizontálně polarizovaná, [1].

2 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU

V poslední době bylo snahou vyvinout další způsob rozvodu signálu, pro použití v mnoha systémech pracujících na milimetrových vlnách a v pásmu mikrovln. Do tehdejší doby hojně využívané obdélníkové vlnovody, které je možné používat pro aplikace vyžadující větší výkonové zatížení a lepší činitel jakosti. Nicméně integrace těchto poměrně rozměrných zařízení s planárními obvody je obtížná.

Z tohoto důvodu se nabízela jiná řešení. Myšlenka směřovala k využití planárních a koplanárních vedení jako je např. mikropáskové vedení, koplanární vlnovod apod. Problém byl ovšem u nežádoucího vyzařování elektromagnetického pole do okolního prostoru.

Proto se vývoj zaměřil opět na obdélníkový vlnovod, jenž je pro dané aplikace ideální. Snaha o minimalizaci obdélníkového vlnovodu se zachováním stávajících výhod a zjednodušením výroby narážela na dva zásadní problémy. V první řadě se jednalo o otázku rozměrů, kdy i při vysokých kmitočtech byly vlnovody v průřezu velké řádově několika milimetrů. Druhým problémem bylo vytvoření vertikálních (bočních) stěn vlnovodu, kdy v případě výroby klasickou planární metodou nebylo možné toto zajistit. Problém byl nakonec vyřešen v podobě tzv. vlnovodu integrovaného do substrátu (z anglického Substrate Integrated Waveguide, dále SIW), [4] [5].

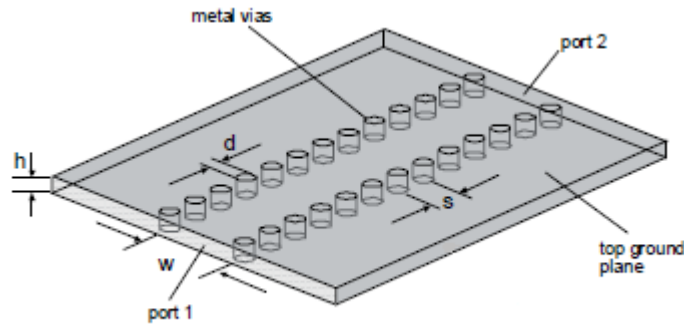


Obr. 2.1: Vlnovod integrovaný do substrátu (SIW), převzato z [5].

2.1 Rozbor SIW

Hlavní a zároveň nejdůležitější částí vlnovodu integrovaného do substrátu je právě samotný dielektrický materiál, který musí plnit přísná kritéria. O tom více v následující podkapitole. Z obrázku č. 2.2 je patrné, že substrát o výšce h tedy tvoří základní nosný prvek, na kterém se nachází z jedné strany zemnicí plocha a z druhé strany buď vyleptaný obrazec nebo další zemnicí plocha (záleží na konkrétní aplikaci). Vertikální stěny vlnovodu potom dotvářejí prokovy, které vodivě spojují obě zemnicí plochy (v odborné literatuře uváděny pod pojmy metallic vias, fence nebo via-holes). Důležité je dodržet stejné rozestupy s a průměr d jednotlivých proků. Vzdálenost w mezi řadami proků určují šířku vlnovodu.

Pro připojení k dalším komponentám nebo zařízením slouží tzv. porty, nacházející se zpravidla na hraně mezi řadami prokůvů.



Obr. 2.2: Obecná struktura SIW, převzato z [4].

2.1.1 Požadavky na substrát

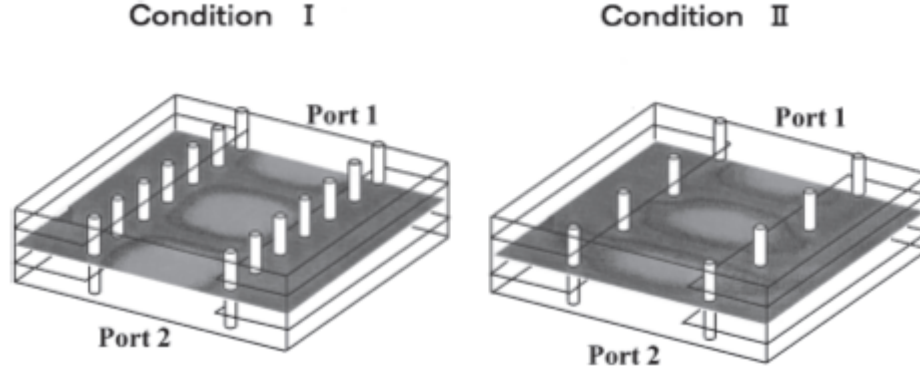
Velký podíl na požadované vlastnosti výsledného vlnovodu integrovaného do substrátu má volba dielektrického materiálu, tedy substrátu. Proto by se mělo dbát na vhodný výběr substrátu dle následujících kritérií, převzato z [4]:

- relativní permitivita ϵ_r (konstantní v použitém rozsahu kmitočtů);
- malý ztrátový činitel $\tan \delta$ (kmitočtová a teplotní stálost),
- homogenost,
- izotropnost,
- vysoká tepelná vodivost,
- rozměrová stabilita (vlivem teploty, vlhkosti, stárnutí apod.),
- schopnost povrchové metalizace,
- přilnavost (adheze) vůči nanášeným kovům,
- konstantní tloušťka podložky,
- hladký povrch,
- dobré fyzikální, mechanické a chemické vlastnosti (pevnost, křehkost, pružnost, opracovatelnost).

2.1.2 Vlastnosti SIW

V SIW strukturách se šíří pouze transversálně elektrická vlna TE_{n0} . Oproti obdélníkovému vlnovodu dochází totiž v SIW vlnovodu k úniku transversálně magnetické vlny do okolí. Následující obrázek č. 2.3 ukazuje způsob šíření transversálně elektrické vlny TE_{10} s rozestupem prokůvů o velikosti 0,52 mm (vlevo - *Podmínka I*) a 1,04 mm (vpravo - *Podmínka II*). Z rozložení pole v H-rovině je patrné, že s

větším rozestupem mezi prokovy dochází k prosakování elektrického pole do okolí. To má za následek zvýšení útlumu a snížení činitele odrazu s_{11} . Aby se tomuto jevu zamezilo a pole se udrželo uvnitř vlnovodu, jak je tomu v případě *Podmínka I*, byla stanovena kvalitativní podmínka, která říká, že vzdálenost prokovů v řadě musí být menší než $\frac{\lambda}{4}$ procházející vlny, [4].



Obr. 2.3: Šíření vlny TE_{10} pro různé vzdálenosti prokovů, převzato z [4].

Další zajímavou vlastností je frekvenční závislost útlumu, kdy s menším kmitočtem je útlum vyšší. Naopak se zvyšujícím se kmitočtem útlum klesá až do jisté hodnoty, od které se jev otočí a útlum opět začne s přibývajícím kmitočtem narůstat. Taktéž byla pozorována závislost na n -tý řád modu, kdy s vyšším řádem útlum roste.

Existuje i matematické vyjádření pro výpočet míry úniku, které využívá podobnosti klasického obdélníkového vedení.

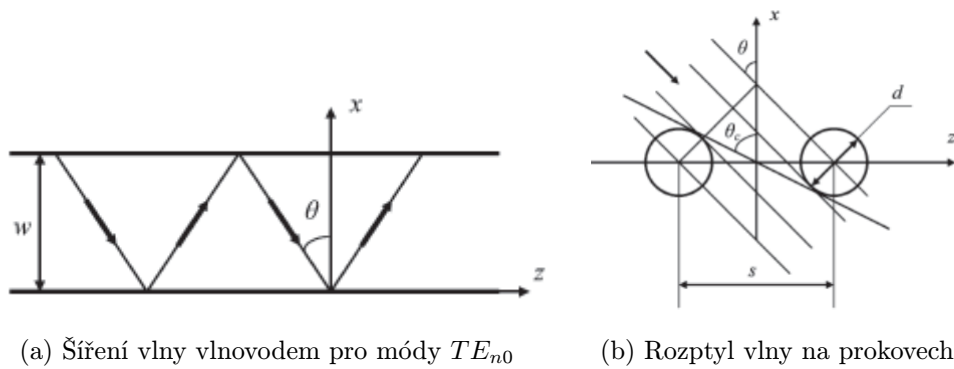
$$R_{leak} = 1 - \frac{d}{s \cdot \cos \theta}, \quad \theta < \theta_c \quad (2.1)$$

Z poznatku o šíření vlny vlnovodem, jež je znázorněn na obrázku č. 2.4a lze odvodit vztah pro určení $\cos \theta$:

$$\cos \theta = \frac{n\lambda}{2w}. \quad (2.2)$$

Z těchto vlastností lze vyvodit praktický závěr. Pokud úhel dopadu θ zůstane nezměněn, pak s rostoucím kmitočtem poroste i únik. Ovšem samotný úhel poroste zároveň s kmitočtem, což vede k poklesu míry úniku R_{leak} . Úhel dopadu má tedy větší vliv na míru úniku než frekvence, zejména v nižší kmitočtové oblasti.

Řád vidu má taktéž vliv na úhel dopadu. Úhel se sníží s větším videm, což způsobí růst míry útlumu.

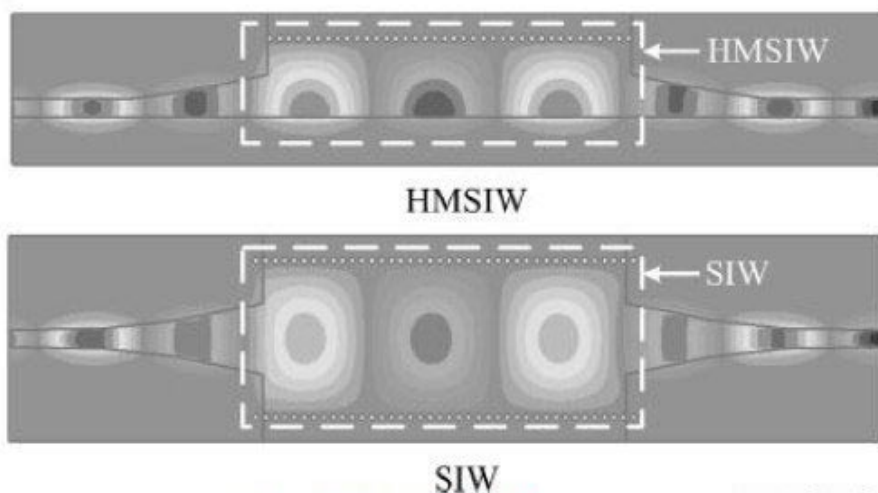


Obr. 2.4: Šíření a rozptyl vlny, převzato z [4].

Co se týče vlivu průměru proků d a vzdáleností mezi proky s , měl by být poměr $\frac{s}{d}$ z důvodu redukce ztrát vyzářením co nejmenší. To samé platí i u poměru $\frac{d}{w}$. Pokud by totiž byl poměr $\frac{d}{w}$ příliš velký, došlo by k degradaci rozptylové charakteristiky SIW vlnovodu. Proto by se měly dodržovat tyto podmínky: $\frac{s}{d} < 2$ a $\frac{d}{w} < \frac{1}{5}$, [4].

3 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU PRACUJÍCÍ V POLOVIČNÍM MÓDĚ

Se stále více se rozšiřující minimalizací nejrůznějších technologií a elektronických zařízení, jde ruku v ruce i požadavek na minimalizaci ostatních komponent. Z tohoto důvodu byl navržen, doposud ne zcela systematicky prozkoumaný, vlnovod integrovaný do substrátu pracující v polovičním módu (z anglického Half-Mode Substrate Integrated Waveguide, dále jen HMSIW). V podstatě se jedná o technologii SIW pracující, jak je z názvu patrné, v polovičním módu. HMSIW ze SIW vznikne, důkazem je i obrázek č. 3.1, seříznutím v podélném směru na poloviční šířku vlnovodu. Tímto zákrokem se získá několik výhod např. zmenší se rozměr vlnovodu, zvýší se šířka pásma, zajistí se lepší výkon v porovnání s mikropáskem a v neposlední řadě se sníží přeslechy a útlum. Mezi další výhody lze zařadit i možnost libovolného ohybu vlnovodu nebo použití dvou HMSIW vedle sebe se sdílenou řadou prokůvů.

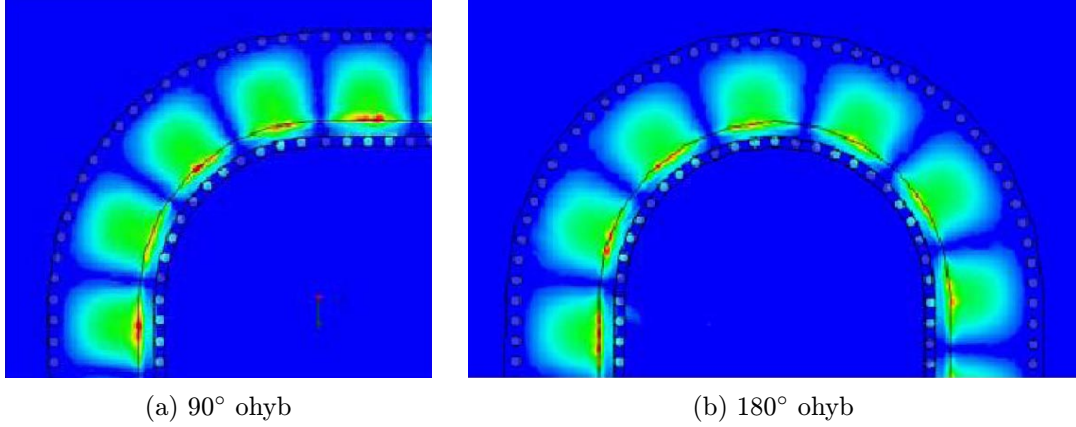


Obr. 3.1: Srovnání HMSIW se SIW, převzato z [6].

3.1 Šíření vlny vlnovodem

Všeobecně ve strukturách SIW se mohou šířit pouze transversálně elektrické vlny $TE_{p,0}$, což v případě HMSIW odpovídá $TE_{p-\frac{1}{2},0}$. K zajištění správné funkce, tedy optimálnímu šíření vlny bez nežádoucího prosakování energie mezi prokvy, je potřeba zvolit vhodný rozestup. V literatuře [4] je definována podmínka, která říká, že vzdálenost prokůvů v řadě musí být menší než čtvrtina vlnové délky procházející vlny ($\frac{\lambda}{4}$). Vzdálenost mezi jednotlivými prokvy má také vliv na S-parametry, kdy s rostoucím rozestupem se snižuje přenos (S_{21}) a zvyšuje činitel odrazu (S_{11}).

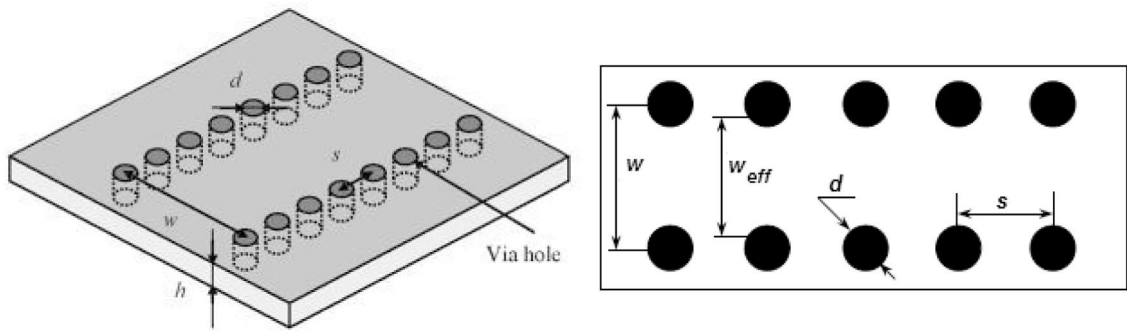
Naopak velkou výhodou a to platí jak pro SIW, tak i pro HMSIW je možnost uzpůsobení struktury libovolnému tvaru bez jakýkoliv nežádoucích vlivů, což potvrzuje i obrázek č. 3.2. Zde je vidět, že opravdu ohyb žádným způsobem neovlivňuje danou strukturu a transverzálně elektrická vlna má stejný charakter jako v případě přímého vedení, [4] a [6].



Obr. 3.2: Rozložení elektrického pole uvnitř ohybu pro $f = 30$ GHz, převzato z [6].

3.2 Určení šířky vlnovodu

Pro určení šířky vlnovodu se bude vycházet ze vztahů používaných pro výpočet parametrů SIW, uvedených v literatuře [6]. Jsou definované rozměry SIW jak je tomu na obrázku č. 3.3.



Obr. 3.3: Výchozí struktura SIW, převzato z [4].

Z předešlých kapitol je již známo, že HMSIW vychází ze SIW. Proto bude postup výpočtu téměř totožný. V první řadě se tedy vypočte efektivní šířka SIW podle:

$$w_{eff,SIW} = w - 1,08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0,1 \cdot \frac{d^2}{w}, \quad (3.1)$$

kde d je průměr prokovů a s je vzdálenost mezi nimi. Jelikož je cílem určit šířku HMSIW vlnovodu, který je poloviční, provede se menší korekce.

$$w'_{eff,HMSIW} = \frac{w_{eff,SIW}}{2} \quad (3.2)$$

Z důvodu zpřesnění je potřeba uvažovat HMSIW vlnovod s vertikální magnetic-kou stěnou a proto následuje přepočítání šířky pro tento ekvivalentní vlnovod.

$$w_{eff,HMSIW} = w'_{eff,HMSIW} + \Delta w, \quad (3.3)$$

kde Δw je dodatečná šířka, která má vliv na pole v kraji vlnovodu. Její hodnotu lze odhadnout z následujícího vztahu, uvedeném v [5]:

$$\frac{\Delta w}{h} = \left(0,005 + \frac{0,3}{\epsilon_r}\right) \cdot \left(0,79 \cdot \frac{w'^2_{eff,HMSIW}}{h^3} + \frac{104 \cdot w'_{eff,HMSIW} - 261}{h^2} + \frac{38}{h} + 2,77\right). \quad (3.4)$$

Nakonec na základě předešlých výpočtů se určí pomocí následujícího vztahu mezní kmitočet.

$$f_{c,TE_{0,5,0}} = \frac{c}{4 \cdot w_{eff,HMSIW} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.5)$$

Pro rychlý návrh a zjednodušení výpočtu lze také použít s výhodou následující vzorec, jež je uveden v literatuře [7]:

$$w = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (3.6)$$

4 MODELOVÁNÍ HMSIW STRUKTURY

V této části se práce bude věnovat modelování HMSIW struktury. Modelování a později i simulace budou prováděny za pomoci simulačního programu pro vysokofrekvenční aplikace CST Microwave Studio (dále jen CST MWS) ve verzi 2011.00 – Jan 14 2011. Na následujícím příkladě bude naznačen postup tvorby modelu a základní ovládání CST Microwave Studia.

Záměrem tedy bude vytvořit HMSIW strukturu s přechodem na mikropáskové vedení pro pásmo X, což dle norem odpovídá kmitočtovému rozsahu 8 – 12 GHz. Aby bylo možné vůbec sestavit model HMSIW struktury, je nutné předem určit rozměry.

4.1 Výpočet rozměrů

Jelikož je uvažované pásmo relativně široké, bude struktura z důvodu snazší pozdější optimalizace standardně navrhována do středu pásma, zhruba na 10 GHz. Celá struktura bude vytvořena na substrátu Arlon Cuclad 217 s výškou $h = 1,524$ mm a relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,17$. S využitím vztahu uvedeného výše se následujícím způsobem vypočte šířka HMSIW:

$$w = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10 \cdot 10^9 \sqrt{2,17}} = \underline{\underline{10,18 \text{ mm}}}. \quad (4.1)$$

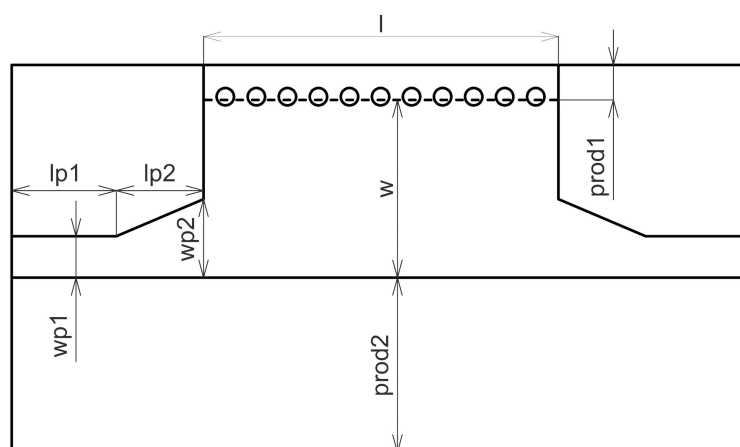
Dalším důležitým parametrem je délka HMSIW, která v ideálním případě nemá na výstupní charakteristiky vliv. Nicméně nějaký rozměr je potřeba a tak se navrhne na vlnovou délku v daném dielektrickém substrátu. Pro výpočet lze použít následujícího vztahu či kalkulátoru, jež je součástí CST MWS.

$$\lambda = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^9 \sqrt{2,17}} = \underline{\underline{20,37 \text{ mm}}} \quad (4.2)$$

Jelikož HMSIW struktura bude napájena mikropáskovým vedením, s výhodou se v CST MWS použije nástroj *Calculate analytical Line Impedance*, který dokáže analyticky vypočítat impedanci nejrůznějších vedení. Výstupem je tedy mikropáskové vedení o šířce $w_{p1} = 4,75$ mm s impedancí odpovídající 50 Ω . Výsledná hodnota šířky mikropáskového vedení posléze bude poloviční, z důvodu zachování symetrie podél „seříznuté“ strany. Zbylé parametry již není potřeba počítat, pouze se vypíše z katalogových listů (např. koaxiální konektor) nebo odhadnou a pomocí rozmítání parametrů (*parameter sweep*) se struktura naladí. V tabulce č. 4.1 jsou uvedeny veškeré použité rozměry.

Tab. 4.1: Výpis parametrů a jejich rozměrů HMSIW struktury.

Parametr	Hodnota	Jednotka	Popis
er	2,17	-	relativní permitivita substrátu
h	1,524	mm	výška substrátu
l	20,35	mm	délka HMSIW
lk	5	mm	délka koaxu
lp1	6	mm	délka mikropásku
lp2	5	mm	délka transformačního vedení
lpk	1	mm	prodloužení středního vodiče koaxu
prod1	2	mm	prodloužení šířky substrátu nad HMSIW
prod2	10	mm	prodloužení šířky substrátu pod HMSIW
rk1	1,26/2	mm	poloměr středního vodiče koaxu
rk2	4,3/2	mm	vnější poloměr dielektrika koaxu
rk3	6/2	mm	vnější poloměr pláště koaxu
tp	0	mm	tloušťka pokovení
w	10,18	mm	šířka HMSIW
wp1	4,75/2	mm	šířka mikropásku
wp2	4,5	mm	šířka transformačního vedení



Obr. 4.1: Vzhled HMSIW struktury.

4.2 CST Microwave Studio





Jak již bylo uvedeno pro návrh modelu a simulace bude použit program CST MWS, jež je součástí komplexního programového balíku CST Studio Suite. CST MWS je program vhodný pro analýzu nejrůznějších struktur, antén nebo filtrů v mikrovlnné oblasti. Disponuje intuitivním 3D grafickým editorem, kterým lze relativně snadno vytvořit jakýkoliv objekt či strukturu. Výsledný model je posléze diskretizován v podobě tzv. *Mesh* mřížky. Jedná se tedy o síť s určitou hustotou a



tvarem buněk (lze ji specifikovat), na jejímž základě se v určitých uzlech řeší numerickými metodami Maxwellovy rovnice. Tato síť má veliký vliv na přesnost a dobu výpočtu. V programu je všeobecně možno si pro analýzu chování dané struktury vybrat z 6 různých způsobů řešení, tzv. solverů. Jmenovitě to jsou *Transient solver*, *Frequency domain solver*, *Eigenmode solver*, *Integral equation solver*, *Asymptotic solver* a *TLM solver*. Nejpoužívanější jsou právě první dva zmíněné.

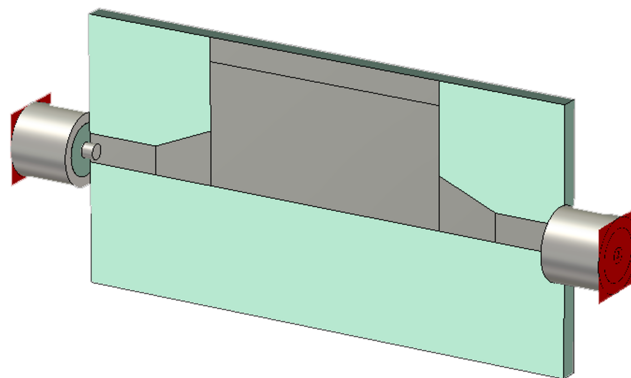
Frequency solver neboli řešení ve frekvenční oblasti je vhodný zejména pro analýzu malých úzkopásmových struktur např. filtrů. V jednom běhu dodá výsledky výpočtu pro daný pracovní kmitočet. Pro výpočet využívá tzv. metody FEM.

Transient solver čili řešení v časové oblasti je naopak efektivní pro většinu vysokofrekvenčních aplikací (antény, konektory, vedení atd.). Nevhodný je zejména pro struktury výrazně menší než délka vlny. Pro výpočet využívá tzv. metody FIT (Finite Integration Technique), která je podobná metodě konečných diferencí, avšak namísto Maxwellových rovnic v diferenciálním tvaru používá jejich integrální tvar.

4.2.1 Model HMSIW a globální nastavení


Při prvním spuštění CST Studio Suite vyskočí okno s možností výběru projektu. Vybere se možnost s vytvořením projektu v CST MWS se šablonou *Antenna (Planar)*, jež v sobě skrývá vhodné nastavení pro danou aplikaci. Dříve než se započne kreslení struktury, je nutné zkontrolovat správné nastavení jednotek (*Solve*→*Units* ) , okrajových podmínek (*Solve*→*Boundary Conditions* ) a případně i vlastností podkladového materiálu. Jelikož se jedná o strukturu, která se bude převážně využívat v otevřeném prostoru, bylo nastavení počátečních podmínek ponecháno ve výchozí poloze, tedy *open (add space)*. Dále se pro simulaci nastavil kmitočtový rozsah od 8 GHz do 12 GHz (*Solve*→*Frequency* ) . Nakonec se diskretizační síť nastavila na hodnotu 20 buněk na vlnovou délku, s dolním limitem 8 buněk a typem mřížky *Hexahedral* (*Mesh*→*Global Mesh Properties* ) .


Po nastavení prostředí a veškerých globálních nastavení lze přejít ke kreslicí čisti. Pro vytvoření celého modelu stačí použít pouze dvou kreslicích nástrojů a to *Create brick*  a *Create cylinder*  . Napájení je řešeno mikropáskem, který se kvůli impedančnímu přizpůsobení následně přes transformační vedení napojí na HMSIW. Transformační část je z důvodu pozdější optimalizace či parameter sweepu tvořen vlastnoručně vytvořenou křivkou. Dále aby vytvořený model co možná nejvíce odpovídal realitě, byl doplněn i o koaxiální konektory. Výsledný model potom odpovídá obrázku č. 4.2. Z modelu je patrné, že dříve zmiňované prokovy jsou nahrazeny stěnou z perfektního elektrického vodiče, tzv. PEC. Je to z důvodu zjednodušení modelu a ve výsledku prokovy uspořádány takto v řadě za sebou se z pohledu vlny jeví jako vertikální stěna.




Obr. 4.2: Model HMSIW struktury s konektorem.

4.3 Simulace

Simulace budou řešeny pomocí *Transient Solveru* , jež disponuje širokou škálou možností v nastavení. V ruce laika větší variabilita nastavení však může být nevýhodou, díky níž výpočet bude nepřesný. Z tohoto důvodu bude v následujících řádcích předvedeno jedno z možných nastavení.

Největší vliv na přesnost výpočtu má již zmíněná *Mesh*, která má za úkol zmapovat danou strukturu, a proto nejlepším způsobem, jak získat co možná nejpresnější výsledky, je za pomoci adaptivního síťování. Adaptivní síťování (*Adaptive mesh refinement*) je možné aktivovat v menu *Solve*→*Transient solver* . Hlavními parametry u adaptivního meshování jsou maximální přípustná odchylka (*Maximum delta*) a maximální počet průchodů. Maximální počet průchodů určí limit iterace, tedy pokud nebude dosaženo požadavku $Maximum\ delta < x$ (x je hodnota v políčku *Adaptation stop criteria - Maximum delta*), tak se po n -té simulaci výpočet zastaví (n je číslo, zadané v políčku *Number of passes - Maximum*). Simulace tedy budou probíhat s maximální odchylkou 0,01 a počtem 10-ti průchodů.

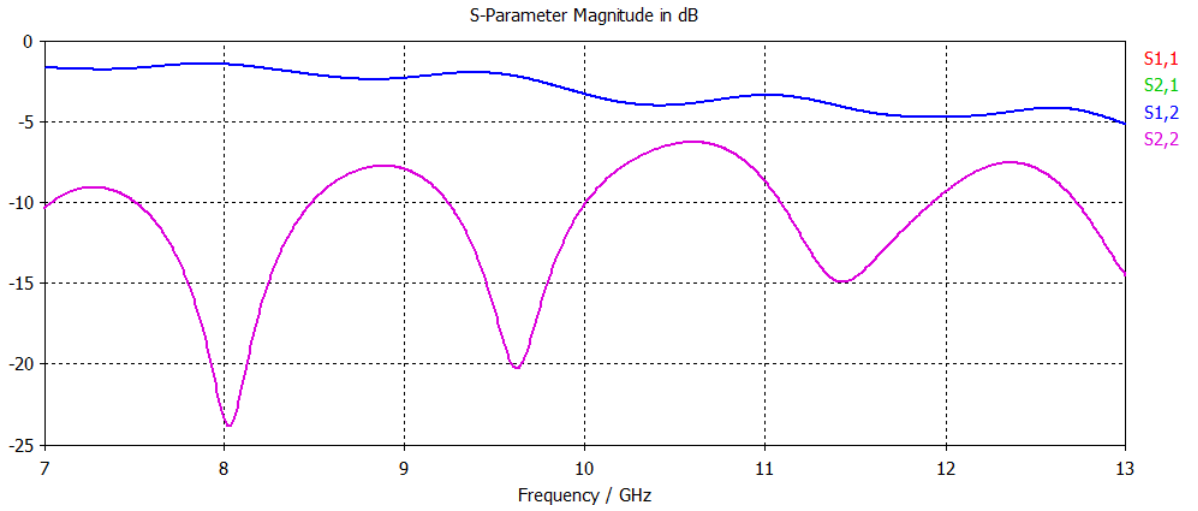
V dialogovém okně *Transient solveru* se nachází také důležitá položka *Accuracy*, kterou je volena do určité míry přesnost výpočtu. Dalším zajímavým nastavením je *Acceleration*, jež dovolí lépe specifikovat hardwarovou akceleraci (např. u vícejádrových procesorů lze určit počet vláken - *Multithreading*). Pokud je třeba provést optimalizaci s výhodou se využije funkce *Optimize*, pro případné rozmítání hodnot parametrů zase *Par. Sweep*. Již přednastavená simulace se spouští tlačítkem *Start*.

Ještě by bylo vhodné se zmínit o tzv. monitorech pole (*Field monitors*). Je-li totiž potřeba výstupní vyzařovací charakteristiky ve 3D či jiném zobrazení, tak k tomuto účelu poslouží již zmíněný *Field Monitor*, který na předem zvoleném kmotočtu tuto charakteristiku vypočítá. Nastavení *Field monitorů* je situováno v menu *Solve*→*Field Monitors* . Pokud namísto *Farfield/RCS* se zvolí možnost *H-field and surface*

current, bude ve výsledcích možné zobrazit průběh povrchových proudů.

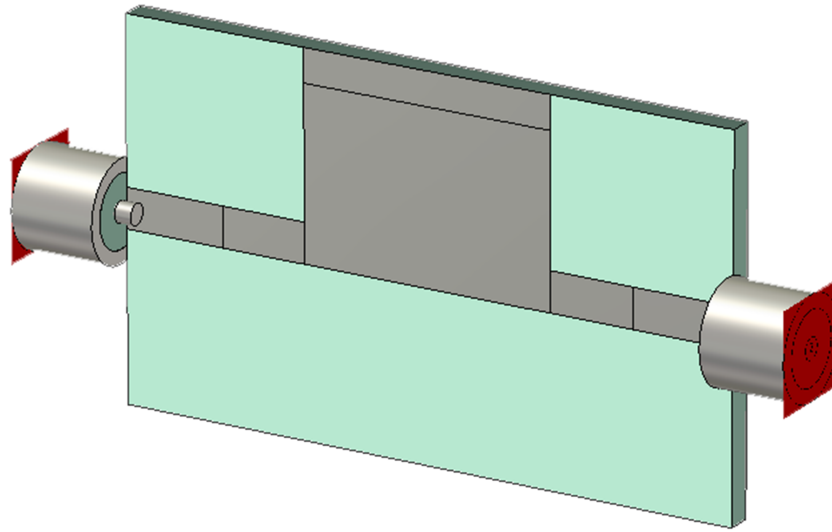
4.3.1 Výsledky

První výsledky simulace podle předpokladů nedopadly příliš dobře. Jak je ze závislosti S-parametrů na obrázku č. 4.3 patrné, vlivem nepřizpůsobení mikropáskového vedení dochází k útlumům a závislost činitele odrazu s_{11} není v požadovaném pásmu pod úrovní alespoň -15 dB. Z tohoto důvodu je vhodné najít takovou kombinaci rozměrů (délky l_{p2} a šířky w_{p2}) transformačního mikropáskového vedení, aby byl impedanční přechod mezi HMSIW strukturou s mikropáskovým vedením plynulý. Tímto způsobem se docílí impedančního přizpůsobení buzení s HMSIW.

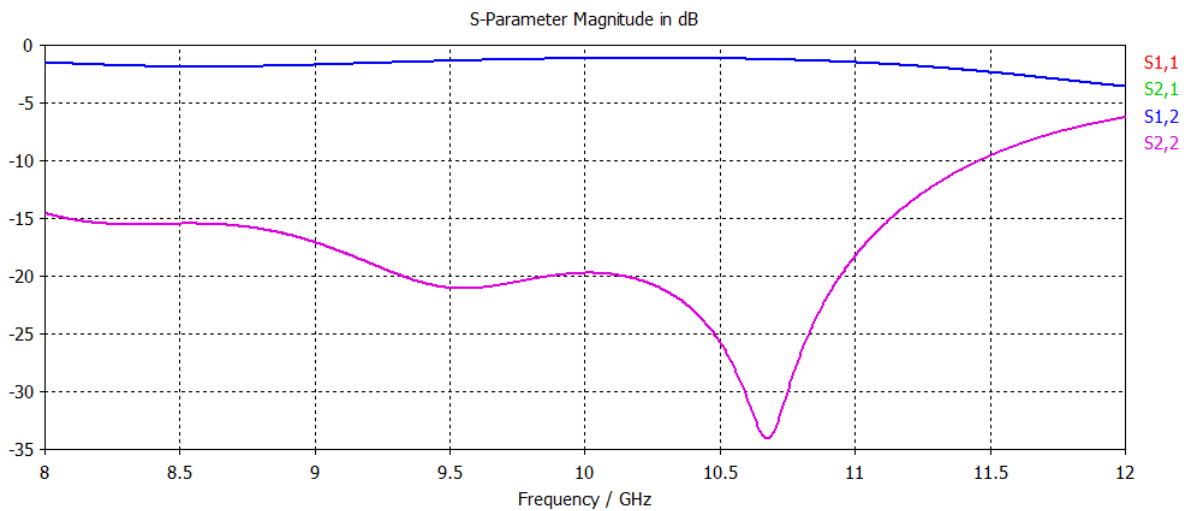


Obr. 4.3: Závislost S-parametrů na kmitočtu.

Za pomoci parameter sweepu (rozmítání parametrů) bylo zjištěno, že nejlepšího impedančního přizpůsobení se v tomto případě dosáhne s šířkou transformačního vedení w_{p2} odpovídající šířce mikropásku w_{p1} , tedy s přímým propojením bez uvážení transformačního přechodu. Výsledná struktura je tedy znázorněna na obrázku č. 4.4 a její délka byla oproti původnímu návrhu zkrácena na $l = 15$ mm. Závislost S-parametrů na kmitočtu této struktury je uvedena na obrázku č. 4.5 a je patrné, že téměř v celém zkoumaném pásmu se splňuje požadavek pro činitel odrazu s_{11} menší jak -15 dB.



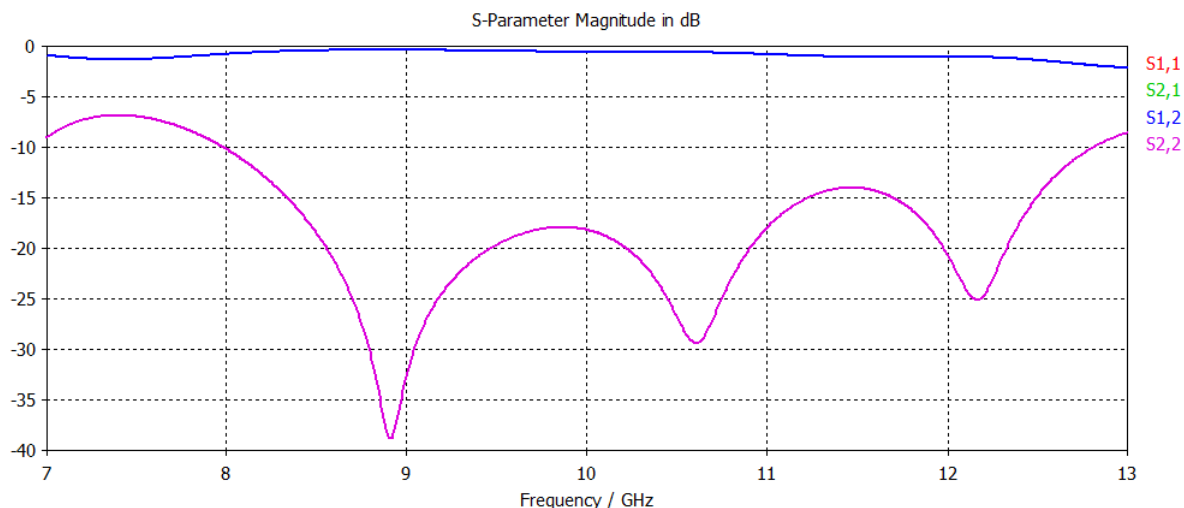
Obr. 4.4: Výsledná HMSIW struktura s konektorem.



Obr. 4.5: Závislost S-parametrů na kmitočtu.

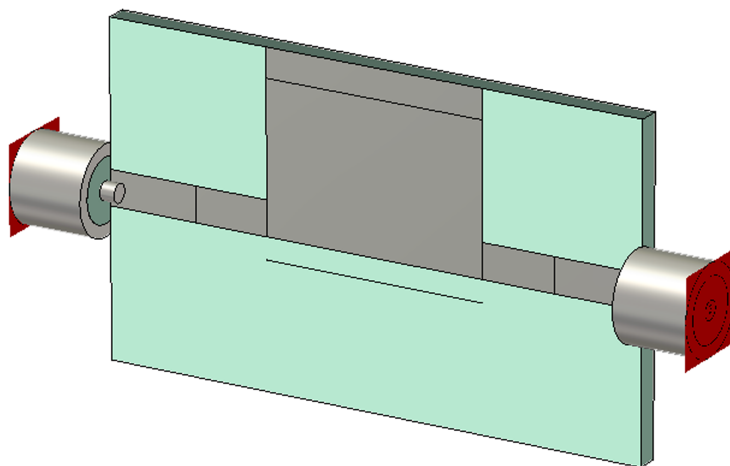
Pro zajímavost se posléze provedla simulace i na substrátu menší výšky, konkrétně s $h = 0,508$ mm. Kvůli menší výšce je permitivita substrátu rovna $\epsilon_r = 2,2$ z původních $\epsilon_r = 2,17$. To mělo také za následek přepočítání šířky budícího mikropásku z původních $w_{p1} = 2,375$ mm na nynějších $w_{p1} = 0,775$ mm a došlo k prodloužení HMSIW na 1,5 násobek vlnové délky, tedy na $l = 30,315$ mm.

Nakonec za pomoci rozmítání parametrů, konkrétně rozměrů transformačního vedení, se došlo k relativně dobrým výsledkům. Na obrázku č. 4.6 je téměř v celém požadovaném pásmu X vidět splnění podmínky pro činitel odrazu s_{11} lepší jak -15 dB. Taktéž s impedančním přizpůsobením přišlo snížení úrovně útlumu.



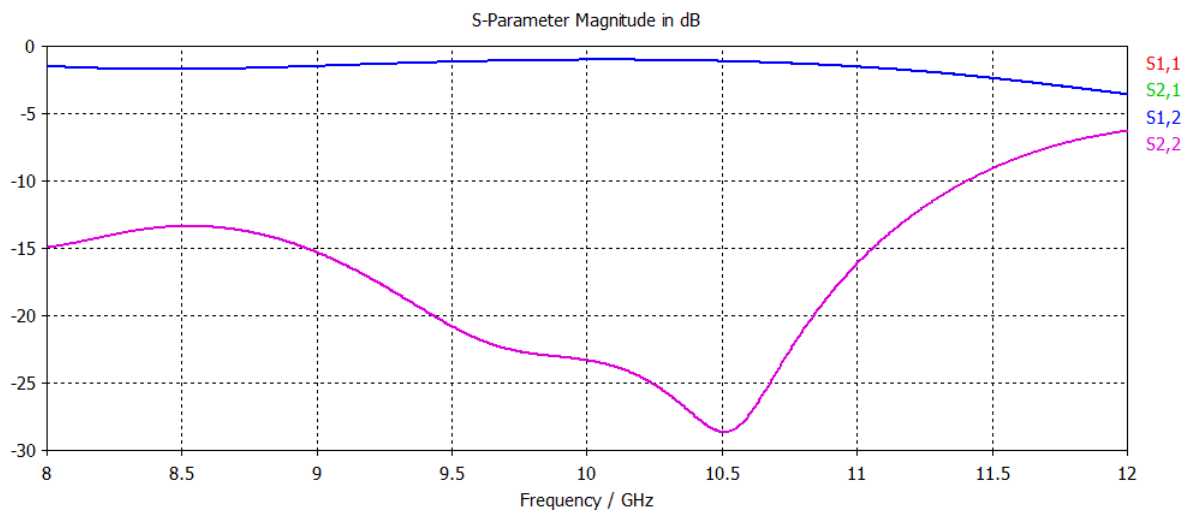
Obr. 4.6: Závislost S-parametrů na kmitočtu.

Jelikož bylo úkolem jednu strukturu i vyrobit a výsledky porovnat se simulacemi, byla vybrána navržená HMSIW struktura na substrátu výšky $h = 1,524$ mm, uvedená na obrázku č. 4.4. Z důvodu možného vyzařování vedení, což u jakéhokoliv typu vedení je nežádoucí jev, byla struktura ve spodní části HMSIW doplněna o řadu proků (viz obrázek č. 4.7).



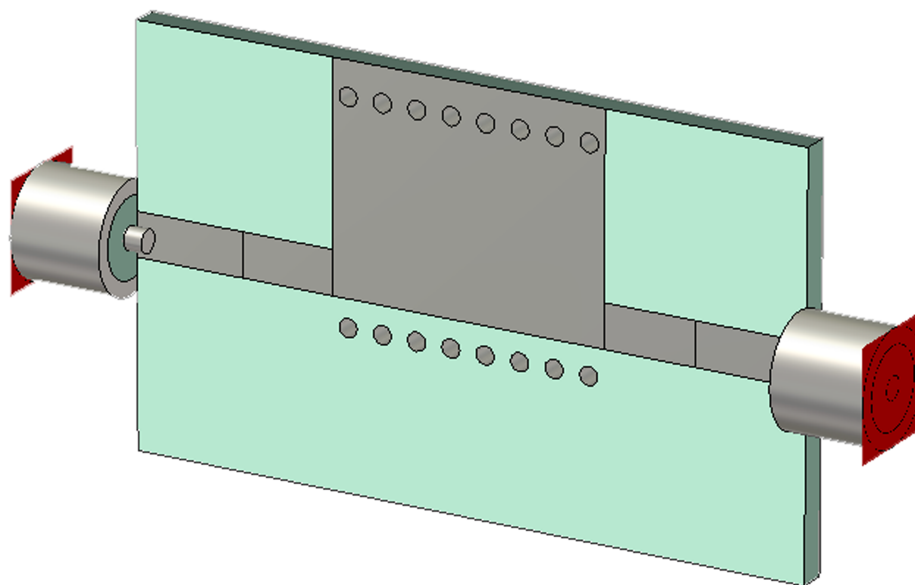
Obr. 4.7: Výsledná HMSIW struktura doplněná o řadu proků.

Na následujícím obrázku č. 4.8 je vyobrazena závislost S-parametrů na kmitočtu. I přes úpravu v podobě proků je patrné, že se charakteristiky téměř nezměnily.

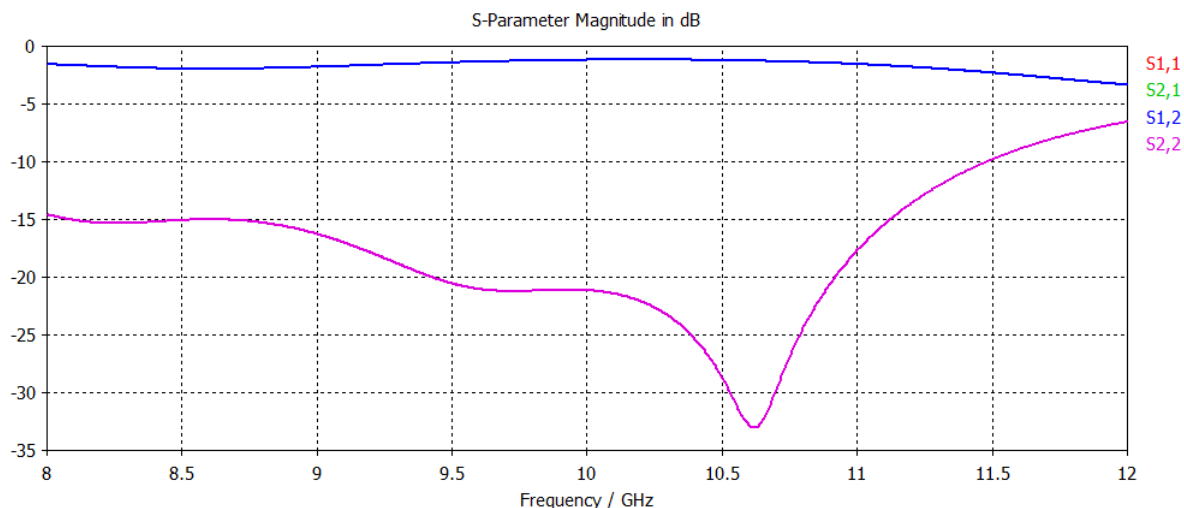


Obr. 4.8: Závislost S-parametrů na kmitočtu.

Vhodné by bylo i nasimulovat reálnou strukturu HMSIW, tedy strukturu se skutečnými prokvy namísto struktury s prokvy v podobě nahrazení pevnou vodivou stěnou. Model struktury odpovídá obrázku č. 4.9 a výsledky simulací jsou na obrázku č. 4.10. Z charakteristik s-parametrů je patrné, že předem uvažovaný model je správný a vychází stejné výsledky.



Obr. 4.9: Model reálné HMSIW struktury s prokvy.

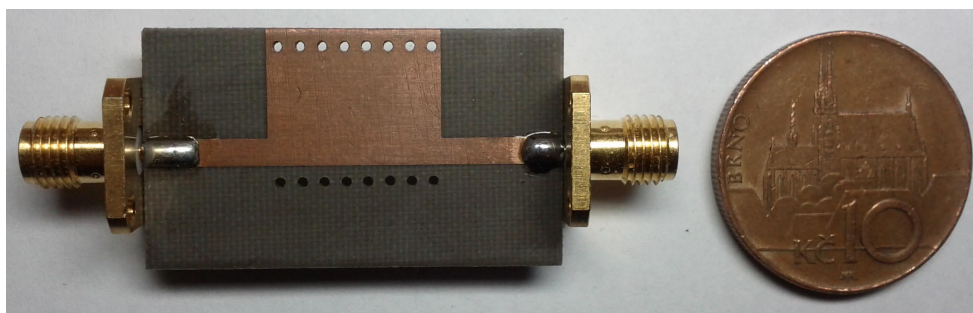


Obr. 4.10: Závislost S-parametrů na kmitočtu.

4.4 Výroba HMSIW struktury

Úkolem této diplomové práce je mimo jiné i zhotovení prototypů navržené struktury HMSIW a výsledné šterbinové antény. V obou případech se bude jednat o stejnou technologii výroby, tedy technologii plošných spojů.

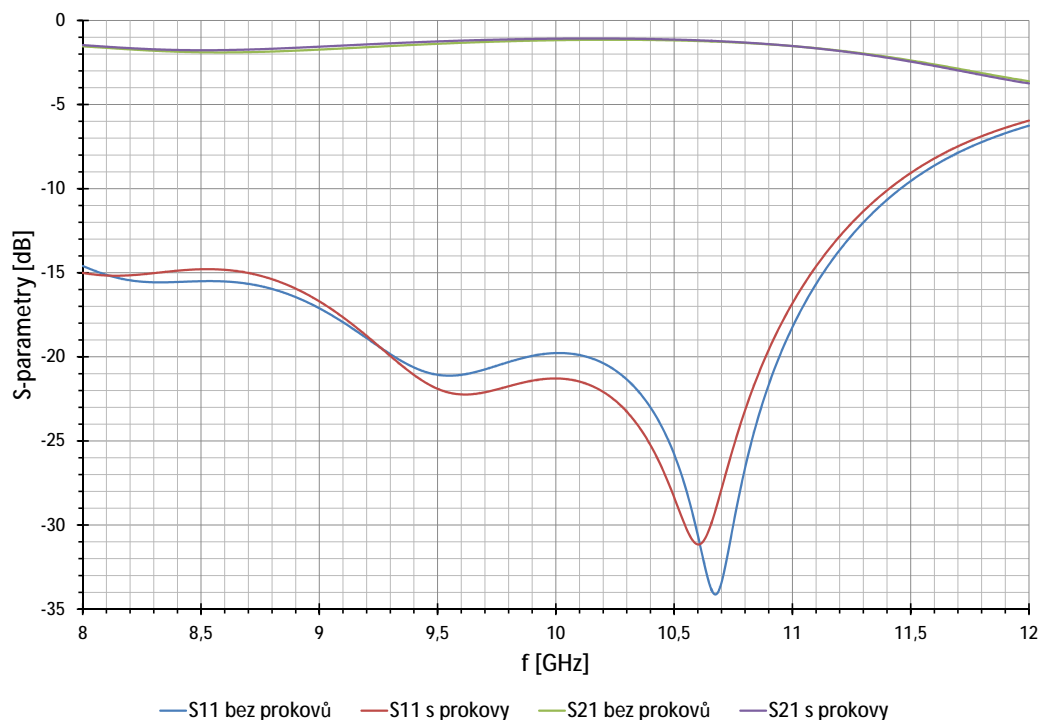
Zhotovení HMSIW struktury a antény bylo provedeno ve školní dílně. Pro výrobu bylo využito exportu z CST MWS do souboru *.dxf, z kterého je pak možno v programu LinkCAD 6 vygenerovat gerberdata (pro vyleptání motivu) a vrtací list (kvůli prokovům pro souřadnicovou vrtačku). Základem obou struktur je dielektrický substrát Arlon CuClad 217LX o výšce $h = 1,524$ mm, relativní permitivitě $\epsilon_r = 2,17$ a ztrátovém činiteli $\tan \delta = 0,0009$ při 10 GHz (více informací v [9]). Pro přivedení signálu a propojení s jinými přístroji byl použit klasický 50Ω SMA konektor.



Obr. 4.11: Výsledná podoba HMSIW struktury.

Výsledná podoba HMSIW struktury je na obrázku č. 4.11. Struktura byla navržena navíc s řadou prokovů pod HMSIW, které mají zajistit, aby daná struktura

nezářila, což je u vedení jakéhokoliv druhu nežádoucí. Bohužel však během výroby vznikla chyba, kdy ve vrchní části byly zapomenuty plošky kolem otvorů pro uchycení vodivých spojů prokovů. Na funkčnost tato chyba nemá příliš velký vliv, což bylo potvrzeno simulacemi (viz obrázek č. 4.12). Nicméně hlavní účel těchto proků, tj. zamezit vyzařování vedení, byl ztracen.



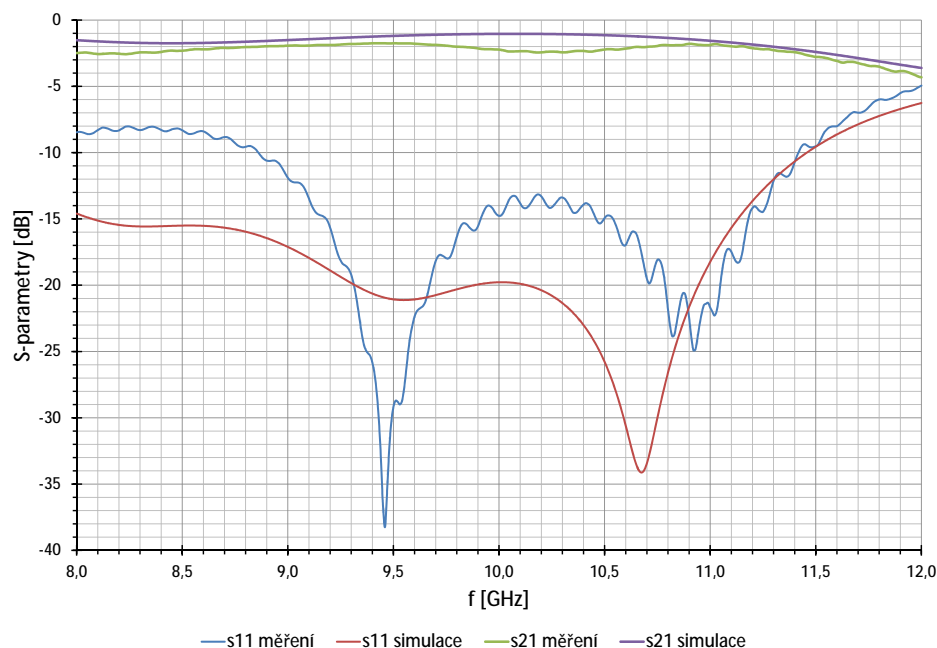
Obr. 4.12: Srovnání HMSIW struktury s prokovy a bez proků.

4.5 Měření HMSIW struktury

Vyrobený prototyp byl změřen na vektorovém obvodovém analyzátoru Rohde & Schwarz, kterým se měřily S-parametry. Na začátku měření byla provedena kalibrace dle manuálu přístroje, nicméně i přes tuto operaci na konci měření byl přístroj nepatrně rozladěn, což způsobilo pravděpodobně zvlnění charakteristik.

Na obrázku č. 4.13 jsou porovnané simulované a změřené hodnoty činitele odrazu struktury HMSIW. Jak je patrné, průběhy se od sebe značně liší. Zvlnění u měřených hodnot je způsobeno, jak bylo již naznačeno, chybou kalibrace, tedy problém s udržení si kalibračního nastavení měřicího přístroje. Co se týče celkového charakteru měřeného průběhu, lze se domnívat, že odchylka může být s největší

pravděpodobností způsobena již zmíněnou chybou při výrobě. Další možnou příčinou rozdílu může být i způsobem výpočtu simulované HMSIW struktury. Výpočet byl proveden bez zahrnutých ztrát materiálu (PEC - počítáno s perfektním elektrickým vodičem) či výpočet s vrstvou z PEC, která byla z důvodu zrychlení simulace zakreslena jako nekonečně tenká.



Obr. 4.13: Měření činitele odrazu s_{11} a přenos s_{21} struktury HMSIW.

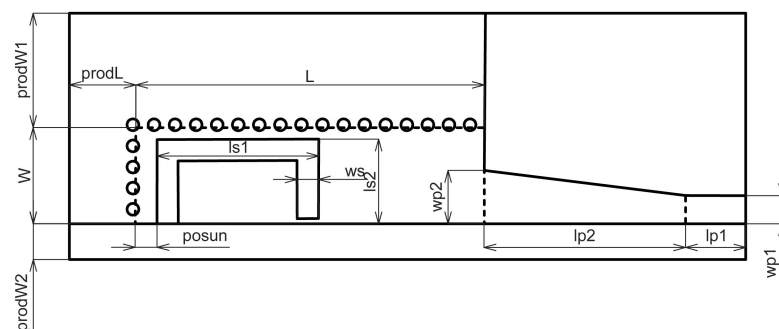
5 ŠTĚRBINOVÁ ANTÉNA V HMSIW

V této části práce se vychází z článku *Substrate Integrated Waveguide Rectangular Ring Slot Antenna* [8]. Článek se věnuje návrhu štěrbínové antény v technologii zvané SIW se štěrbínou tvaru obdélníkového prstence. Tato anténa byla konkrétně navržena na kmitočet $f = 10$ GHz s 4 %-tní šířkou pásma pro činitel odrazu s_{11} nižší než -10 dB. Zisk uvedené antény dosahoval 9,1 dBi. Buzení antény bylo provedeno tzv. koaxiální sondou.

U představené antény bylo kladeno za cíl minimalizování rozměrů v důsledku použití metody HMSIW stejným způsobem, jak tomu bylo v předešlé kapitole. Převzaly se tedy rozměry této antény a upravily se dle požadavků, viz tabulka č. 5.1. Buzení antény bylo nutné změnit na mikropáskové, podobně jako u struktury HMSIW. Výstupní vzhled i s okótovanými rozměry je vyobrazen na obrázku č.5.1.

Tab. 5.1: Výpis parametrů a rozměrů štěrbínové antény.

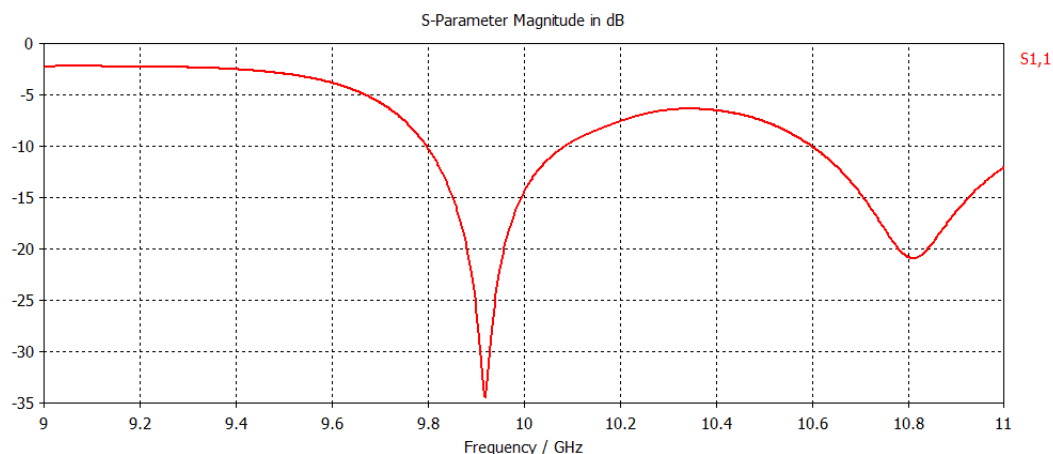
Parametr	Hodnota	Jednotka	Popis
L	29,44	mm	délka HMSIW
W	8,1	mm	šířka HMSIW
er	2,17	-	relativní permitivita substrátu
h	1,524	mm	výška substrátu
lk	13,5	mm	délka koaxu
lp1	5,9	mm	délka mikropásku
lp2	17	mm	délka transformačního vedení
lpk	3	mm	prodloužení středního vodiče koaxu
ls1	11,93	mm	podélná délka štěrbiny
ls2	7,1	mm	příčná délka štěrbiny
lst	0,4	mm	šířka zkratu štěrbiny
posun	1,78	mm	posunutí štěrbiny od prokovů
prodL	5,62	mm	délka prodloužení L
prodW1	9,65	mm	prodloužení šířky substrátu nad HMSIW
prodW2	3	mm	prodloužení šířky substrátu pod HMSIW
rk1	1,26/2	mm	poloměr středního vodiče koaxu
rk2	4,3/2	mm	vnější poloměr dielektrika koaxu
rk3	4,3/2	mm	vnější poloměr pláště koaxu
tp	0	mm	tloušťka pokovení
wp1	4,75/2	mm	šířka mikropáskového vedení
wp2	4,5	mm	šířka transformačního vedení
ws	1,1	mm	šířka štěrbiny



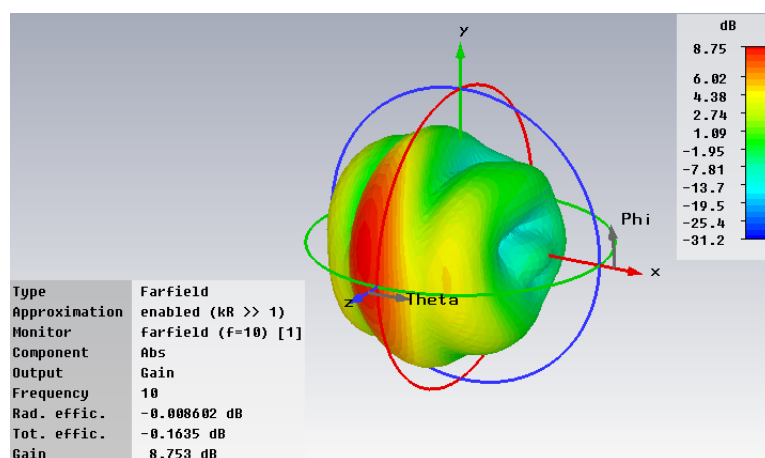
Obr. 5.1: Vzhled štěrbinové antény v HMSIW.

5.1 Výsledky Simulací

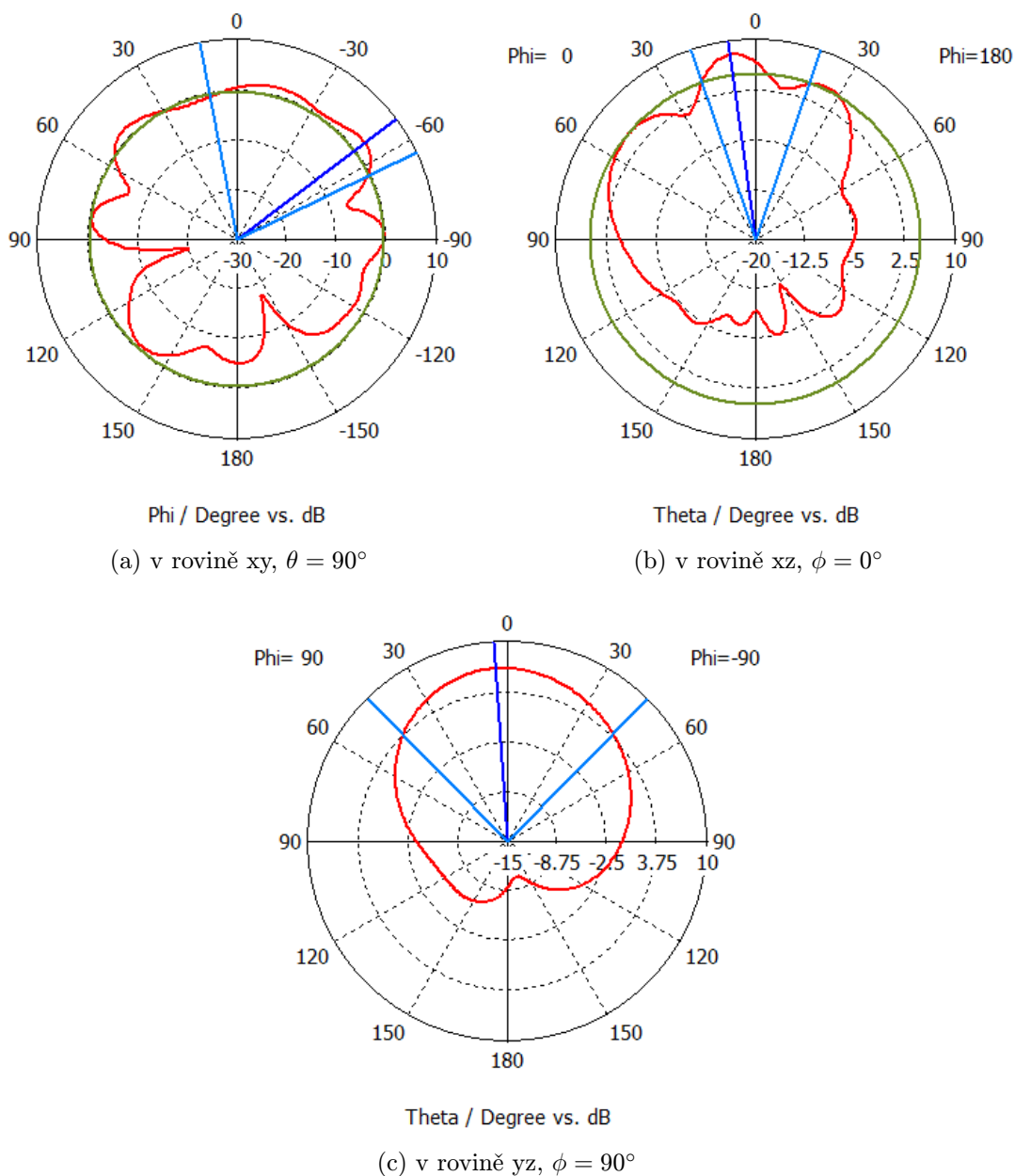
I v tomto případě výsledky na první pokus nebyly zcela ideální. Co se týče činitele odrazu s_{11} , tak jsou patrné dvě minima, z nichž jedno se blíží požadovanému kmitočtu $f = 10$ GHz. Naopak zisk antény je již i přes rozladěnost překvapivě vysoký.



Obr. 5.2: Závislost S-parametrů na kmitočtu.



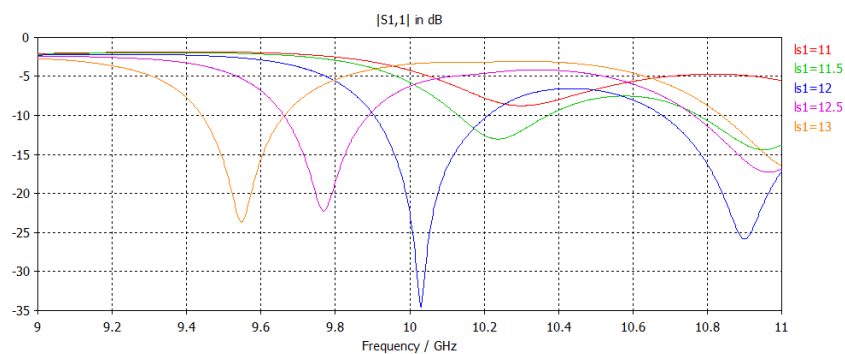
Obr. 5.3: 3D vyzařovací charakteristika na $f = 10$ GHz.



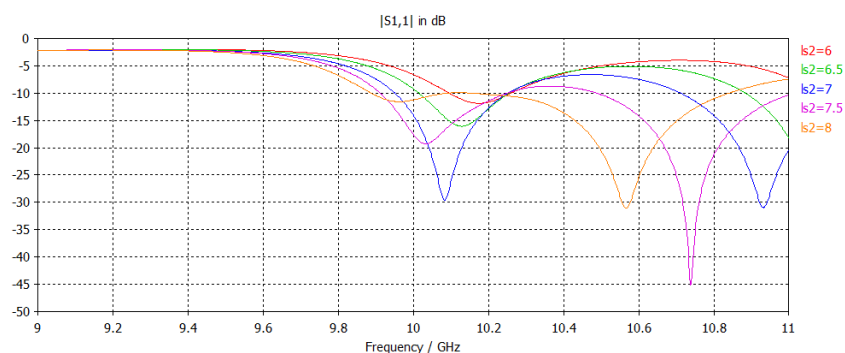
Obr. 5.4: Směrová charakteristika pro $f = 10$ GHz.

5.1.1 Parameter Sweep

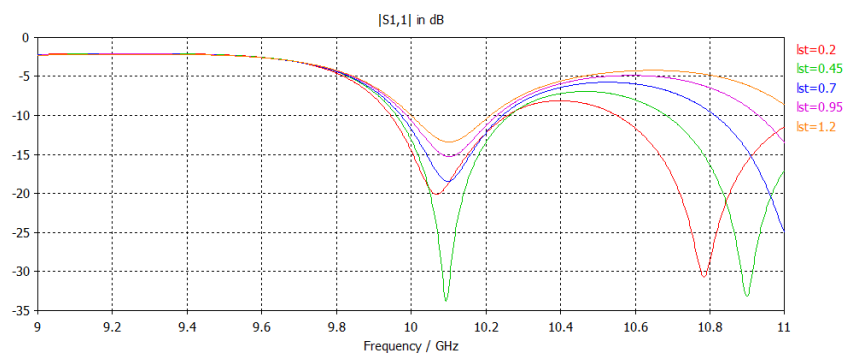
Jelikož se předpokládá, že na anténu bude mít vliv více parametrů, tak z důvodu lepší pochopení funkčnosti bylo provedeno parametrické rozmítání. Aby se eliminovala pochybnost, provádělo se vždy rozmítání pouze pro jeden vybraný parametr.



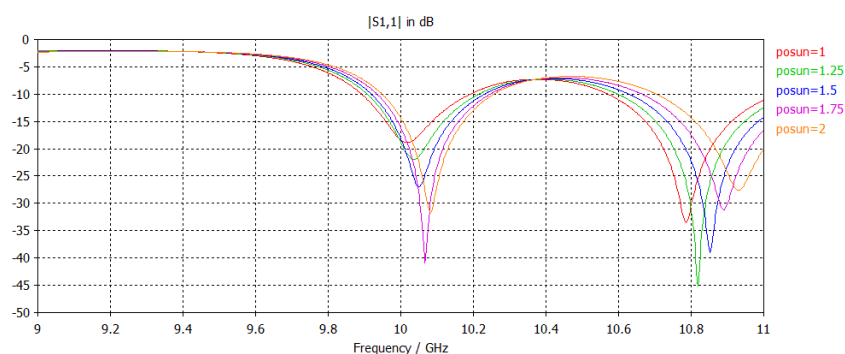
(a) Podélná délka štěrbiny



(b) Příčná délka štěrbiny

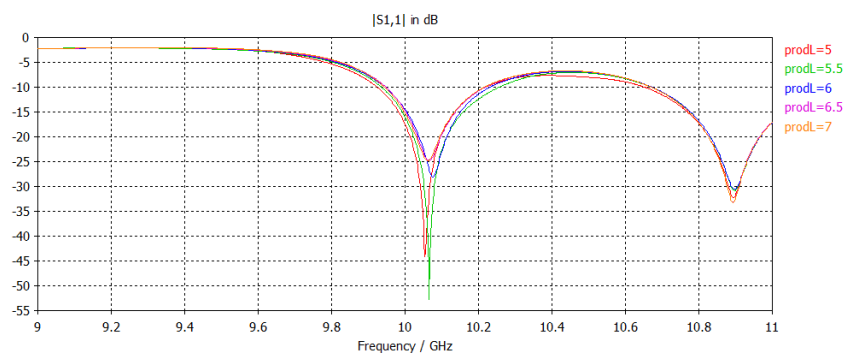


(c) Šířka zkratu štěrbiny

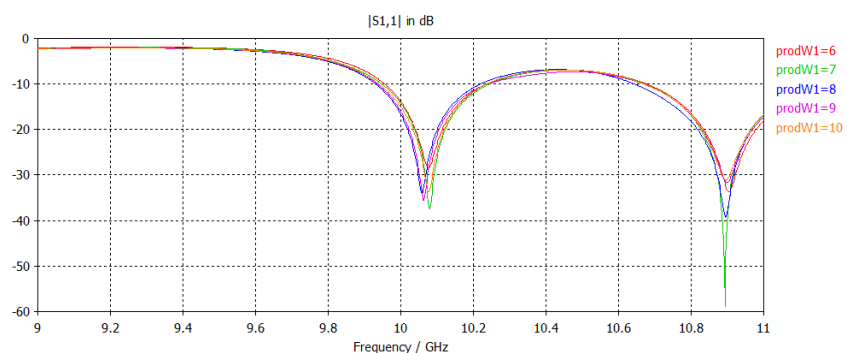


(d) Posunutí štěrbiny od proků

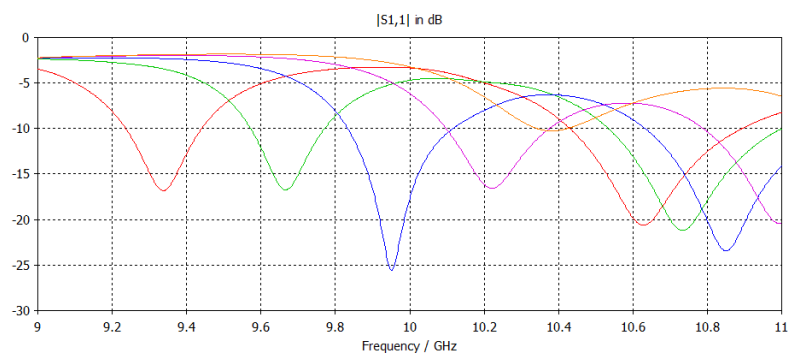
Obr. 5.5: Rozmítání jednotlivých parametrů - 1. část.



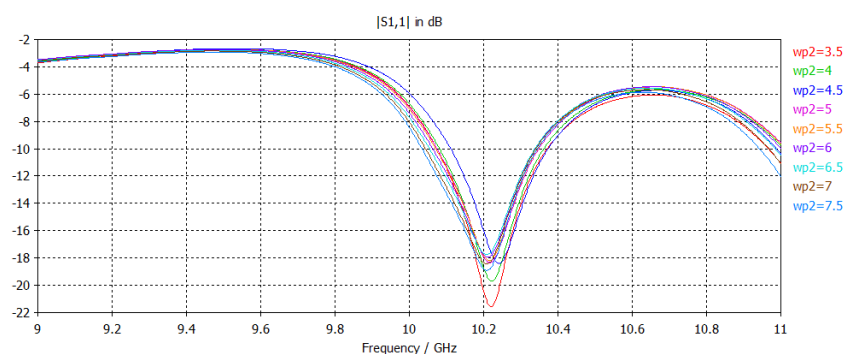
(a) Délka prodloužení L



(b) Prodloužení pokovení za prokovy HMSIW

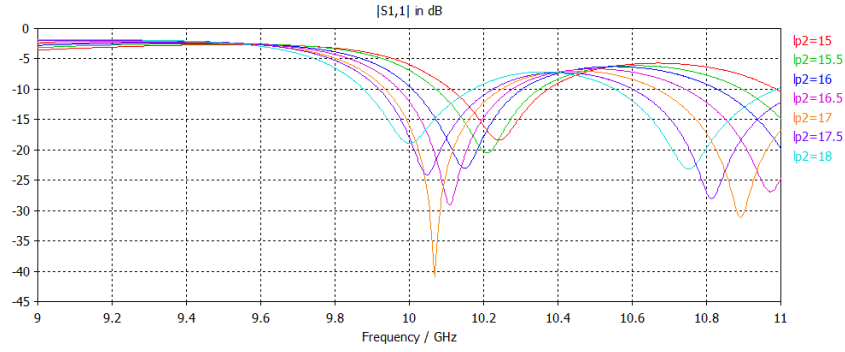


(c) Šířka šterbiny



(d) Šířka transformačního vedení

Obr. 5.6: Rozmítání jednotlivých parametrů - 2. část.

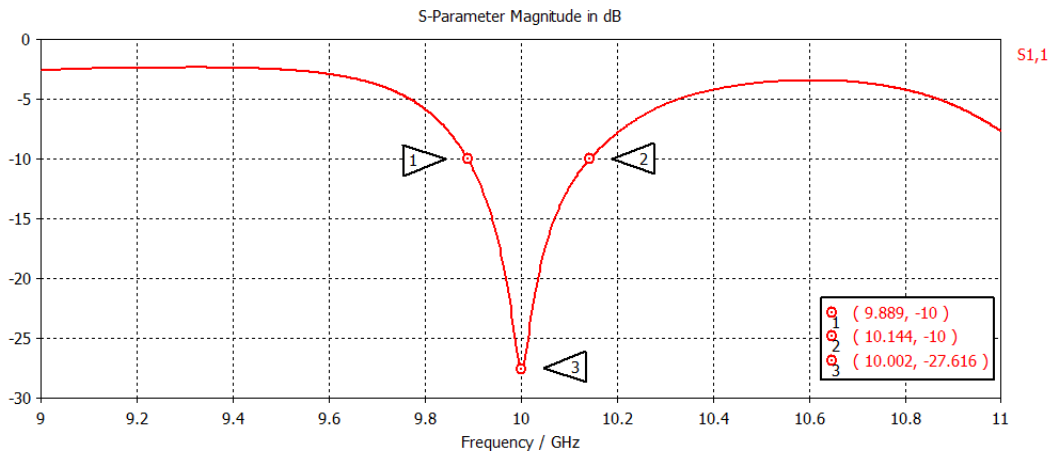


(a) Délka transformačního vedení

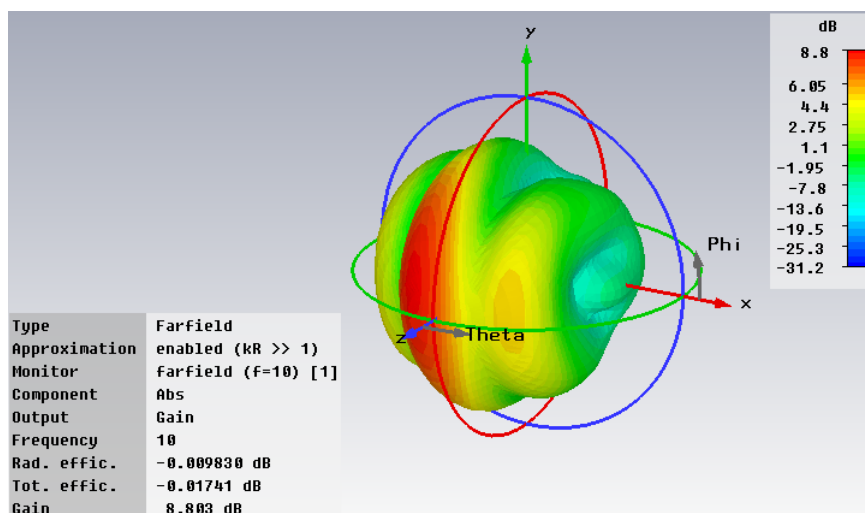
Obr. 5.7: Rozmítání jednotlivých parametrů - 3. část.

Z obrázků č. 5.5a – 5.5d, 5.6a – 5.6d a 5.7a je patrné, že v podstatě až na podélnou délku štěrby $ls1$, příčnou délku štěrby $ls2$ a šířku štěrby ws mají parametry minimální nebo žádný vliv na tuto anténu. Jak již bylo řečeno, transformační vedení slouží k impedančnímu přizpůsobení, což v tomto případě bylo potvrzeno. Dále vzdálenost, resp. posun štěrby od řady prokovů (parametr $posun$), jakékoliv prodloužení vodivé části za prokovy (parametry $prodL$ nebo $prodW1$) nebo šířka zkratu štěrby (parametr lst) nemají příliš velký vliv na kmitočtové naladění antény. Správné kmitočtové doladění, vyjma rozměrů HMSIW, lze jednoduše zajistit pouze dvěma parametry a to zmíněnou podélnou délku štěrby $ls1$ a šířku štěrby ws .

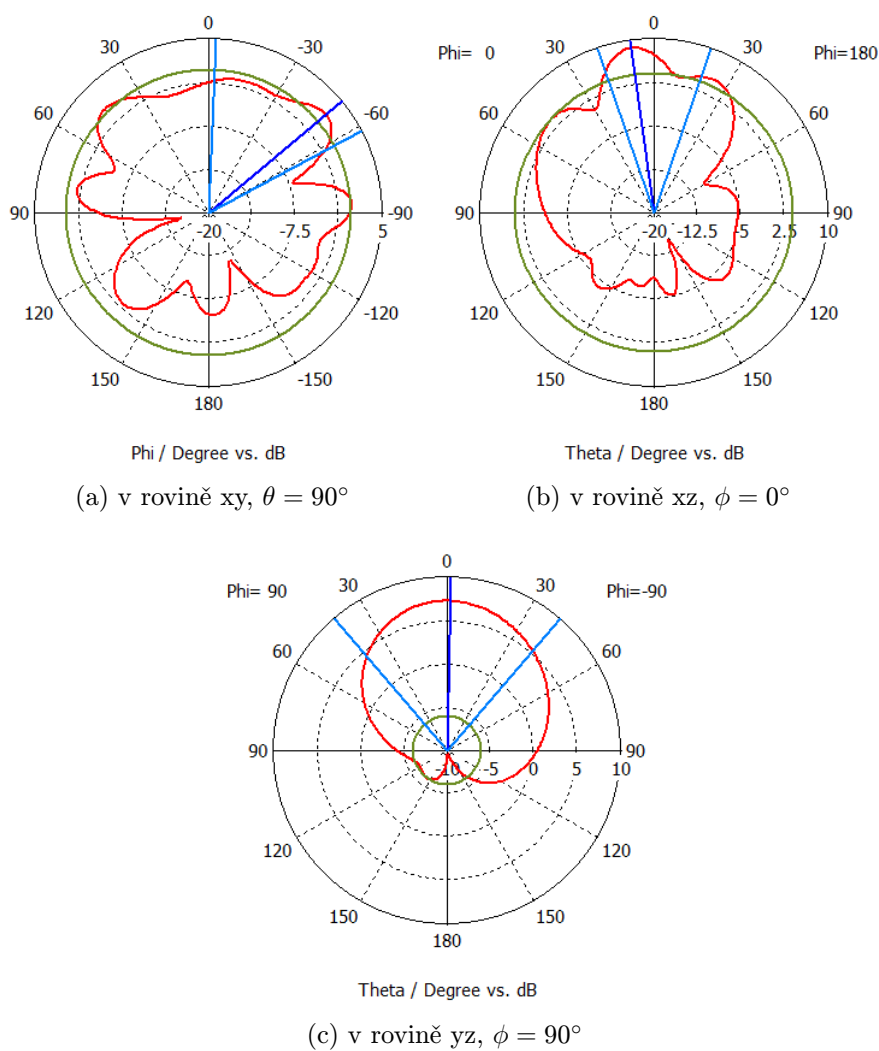
Po hrubém nalezení rozmítáním přibližných a posléze optimalizací zpřesněných hodnot podélné délky štěrby $ls1$ a šířky štěrby ws , byl dokončen návrh antény. Na následujících obrázcích jsou vyobrazeny výsledky. Činitel odrazu na kmitočtu $f = 10$ GHz byl spočítán na hodnotu rovnou $s_{11} = -27,62$ dB. Šířka pásma na úrovni -10 dB byla odečtena a odpovídá $B = 255$ MHz. Zisk antény se blíží 9 dBi.



Obr. 5.8: Závislost S-parametrů na kmitočtu.



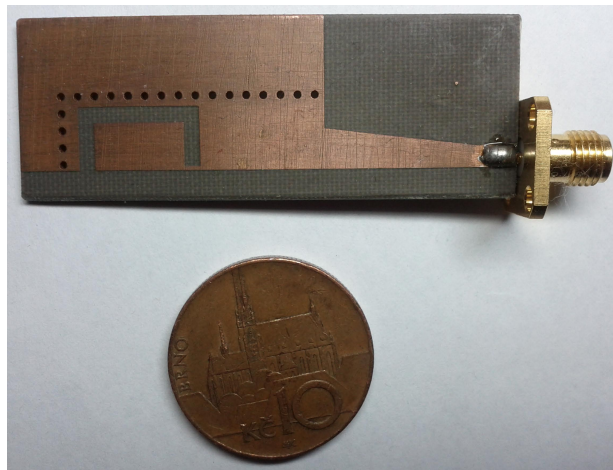
Obr. 5.9: 3D vyzářovací charakteristika na $f = 10$ GHz.



Obr. 5.10: Směrová charakteristika pro $f = 10$ GHz.

5.2 Výroba štěrbinové antény

V případě výroby štěrbinové antény nenastal žádný problém, výsledná podoba je uvedena na následujícím obrázku č. 5.11.

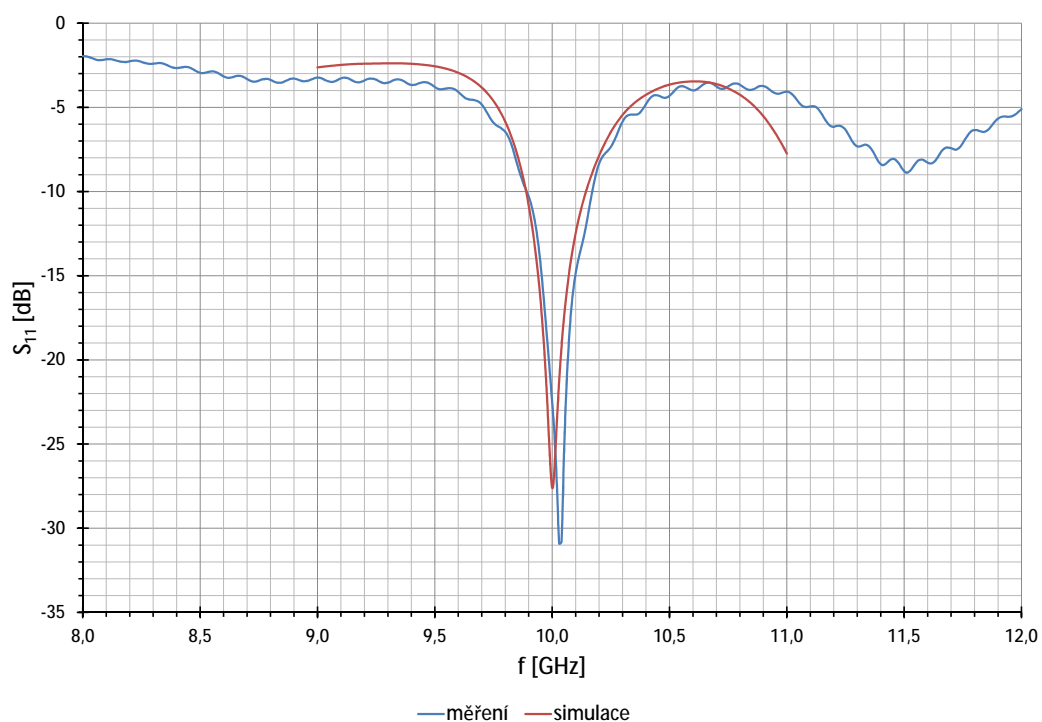


Obr. 5.11: Výsledná podoba štěrbinové antény.

5.3 Měření štěrbinové antény

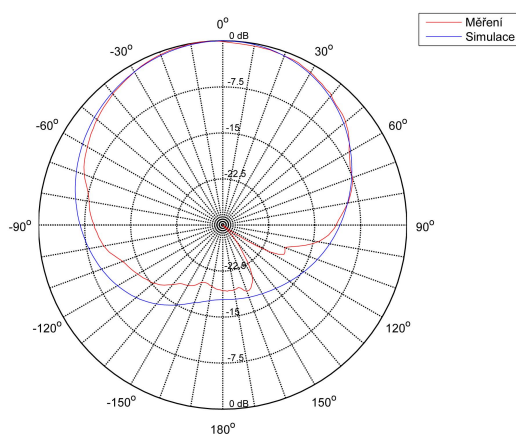
V tomto případě se již simulace s měřením shodovala. I zde je patrné zvlnění způsobené chybou kalibrace nebo kalibrační sady měřícího přístroje. Co se týče změřené charakteristiky činitele odrazu s_{11} , tak u vyrobeného prototypu byla úroveň ještě nižší, konkrétně tedy $s_{11} = -30,9$ dB na kmitočtu 10,03 GHz. Kmitočtová odchylka 30 MHz od navrhovaného kmitočtu je dána pravděpodobně výrobou a lze ji považovat za poměrně malou. I v tomto případě byla simulace provedena bez zahrnutí ztrát materiálu a vodivé části byly také nekonečně tenké. Z obrázku č. 5.12, kde jsou srovnány simulované a naměřené hodnoty, je vidět na kmitočtu zhruba 11,5 GHz, že by anténa mohla mít s vhodnou úpravou rozměrů potenciál v podobě vícepásmovosti.

V bezodrazové komoře byly změřeny směrové charakteristiky. Měření se provedlo za pomoci konické antény. Změřeny byly veškeré potřebné kombinace co-polarizací a cross-polarizací, tedy měřené antény v poloze vertikální nebo horizontální a stejně tak i v případě antény měřící. Tyto charakteristiky jsou uvedeny na obrázcích č. 5.13a – 5.13d a jsou srovnány s hodnotami získanými simulacemi. Směrové průběhy jsou zobrazeny v normovaném tvaru, takže pouze informují o tvaru charakteristik a nenesou tedy informaci o zisku antény. Na obrázku č. 5.14a a 5.14b je zase vyobrazena charakteristika v řezu y-z, odpovídající rovině E, a charakteristika v řezu x-z, která odpovídá zase rovině H.

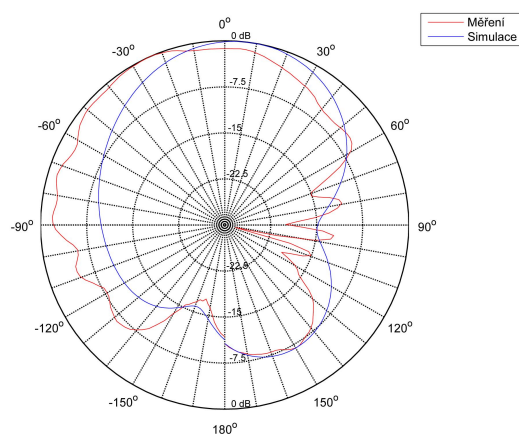


Obr. 5.12: Měření činitele odrazu s_{11} štěrbinové antény.

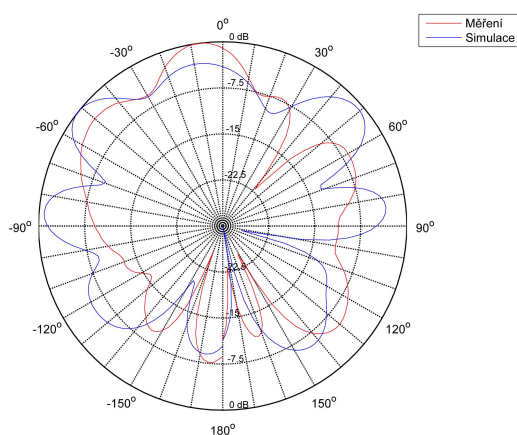
Srovnáme-li dosažené výsledky měření se simulacemi v rovině E, lze konstatovat, že při co-polarizaci se charakteristiky téměř shodují a v případě cross-polarizace se znatelná větší odchylka. V rovině H jsou již výsledky horší, nicméně charakteristiky alespoň částečně tvarově korespondují. Také bylo pozorováno, že CST MWS počítá charakteristiky cross-polarizace docela nepřesně.



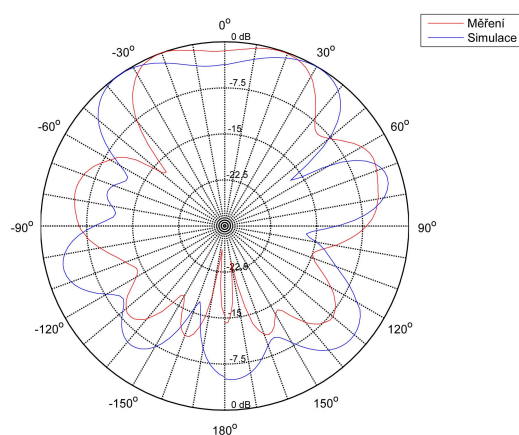
(a) Co-polarizace, rovina y-z



(b) Cross-polarizace, rovina y-z

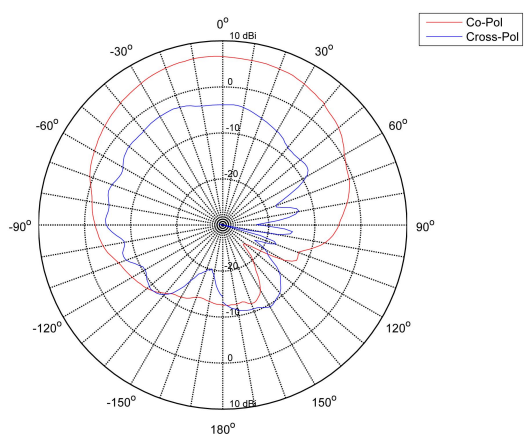


(c) Cross-polarizace, rovina x-z

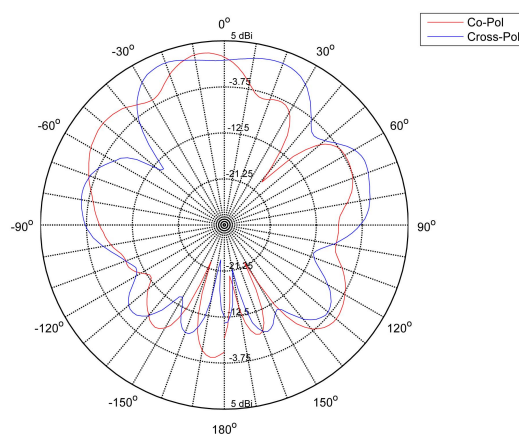


(d) Co-polarizace, rovina x-z

Obr. 5.13: Srovnání směrových charakteristik měření vs. simulace na $f = 10$ GHz.



(a) Vyzařování v rovině y-z



(b) Vyzařování v rovině x-z

Obr. 5.14: Změřené směrové charakteristiky pro $f = 10$ GHz.

6 ZÁVĚR

Úkolem diplomové práce bylo prostudovat a stručně popsat problematiku šterbinových antén a princip vlnovodu integrovaného do substrátu. Kapitola č. 1 se zabývá šterbinovými anténami společně s popisem Babinetova principu a názornou ukázkou v podobě příkladu. Na tuto kapitolu navazují kapitoly věnující se problematice SIW a HMSIW. Je zde popsán princip, možného využití, požadavky na dielektrický materiál, šíření vlny atd.

V následující části práce je na příkladu naznačen postup při vytváření modelu struktury HMSIW, včetně stručného popisu všeobecného ovládání programu CST MWS a některých důležitých nastavení.

V části, určené simulaci, je nastíněn způsob nastavení simulace, zejména v kontrastu s výslednou odchylkou. Výstupem prvotních simulací byla struktura se značným útlumem. U HMSIW struktury, byly představeny výsledky pro substrát o dvou různých výškách.

Ze získaných poznatků během simulace struktury HMSIW a na základě článku *Substrate Integrated Waveguide Rectangular Ring Slot Antenna* [8] byla navržena a optimalizována šterbinová anténa v HMSIW. Výsledkem je anténa s následujícími parametry: pracovní kmitočet $f = 10$ GHz, zisk $G = 8,81$ dBi a šířka pásma $B = 255$ MHz (na $s_{11} < -10$ dB).

Z výsledků je patrné, že technologie HMSIW má potenciál širokého využití. Nesrovnalosti prototypu HMSIW struktury se simulacemi jsou pravděpodobně způsobeny chybou při výrobě. Navržená a vyrobená šterbinová anténa odpovídala výsledkům ze simulací. U antény také byl pozorován potenciál v podobě vícepásmovosti a do budoucna by bylo vhodné tuto vlastnost více prozkoumat, bohužel kvůli nedostatku času se již tímto práce nezabývá.

LITERATURA

- [1] Slot Antennas. BEVELACQUA, Pete. *The Antenna Theory Website* [online]. 2010 [cit. 2012-04-15]. Dostupné z: <http://www.antenna-theory.com/antennas/aperture/slot.php>.
- [2] BALANIS, Constantine A. *Antenna Theory : Analysis and Design*. 2nd edition. New Yourk : John Wiley & Sons, Inc, 1997. 941 s. ISBN 0-471-59268-4.
- [3] KRAUS, John D. & Ronald J. MARHELFKA. *Antennas for All Application*. 2. edition. New Delhi: Tata McGraw-Hill, 1997. ISBN 0-07-463219-1.
- [4] VYSKOČIL, Jiří. *Filtr na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu* [online]. Brno, 2011. 50 s. Diplomová práce. FEKT VUT Brno. Dostupné z: http://www.vutbr.cz/studium/zaverecne-prace?zp_id=39393.
- [5] LAI, Q., FEMEAUX, CH., HONG, W., VAHLIDIECK, R., *Characterization of the propagation properties of the half-mode substrate integrated waveguide*. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2009, vol. 57, no. 8, p. 1996 - 2004.
- [6] MA, Wei, Ke WU, Wei HONG a Yu-Jian CHENG. *Investigations on Half-Mode Substrate Integrated Waveguide for High-Speed Interconnect Application*. IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components. 2008, p. 120 - 123. ISSN 978-1-4244-2877-9.
- [7] 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.
- [8] LÁČÍK, Jaroslav a Tomáš MIKULÁŠEK. Substrate Integrated Waveguide Rectangular Ring Slot Antenna. *Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2011 International Conference on*. 2011, s. 1164-1167. 978-1-61284-978-2/11/ ©2011 IEEE.
- [9] Datasheet ARLON CuClad 217 [online]. [cit. 2013-03-17]. Dostupné z: <http://www.arlon-med.com/Cuclad.pdf>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

SIW	vlnovod integrovaný do substrátu (Substrate Integrated Waveguide)
HMSIW	vlnovod integrovaný do substrátu pracující v polovičním módu (Half-Mode Substrate Integrated Waveguide)
CST MWS	simulátor vysokofrekvenčních struktur (Computer Simulation Technology Microwave studio)
PEC	dokonalý elektrický vodič (Perfect Electrical Conductor)
TE	transverzálně elektrická vlna
Z_0	charakteristická impedance
c	rychlost světla ($3 \cdot 10^8$ m/s)
λ	vlnová délka
ϵ_r	relativní permitivita materiálu
ϵ_e	decibel
s_{11}	činitel odrazu
s_{21}	činitel přenosu
h	výška substrátu
dB	decibel
dB _i	decibel vztažený k izotropnímu zářiči
SMA	Sub-Miniature version A (typové označení konektoru)