



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

VIVALDIHO ANTÉNA NAPÁJENÁ VLNOVODEM INTEGROVANÝM DO SUBSTRÁTU

VIVALDI ANTENNA FED BY SUBSTRATE INTEGRATED WAVEGUIDE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

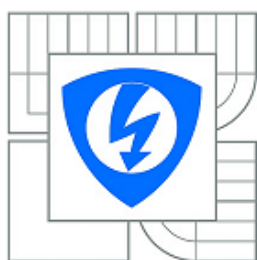
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ROSTISLAV PAVLÍČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. TOMÁŠ MIKULÁŠEK, Ph.D.

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Rostislav Pavlíček

ID: 125281

Ročník: 3

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Vivaldiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte princip činnosti, vlastnosti a postup návrhu Vivaldiho antény. Uvažujte napájení vlnovodem integrovaným do substrátu. Navrhněte, modelujte a optimalizujte Vivaldiho anténu.

Výslednou strukturu 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.

[2] KAZEMI, R., FATHY, A.E., SADEGHZADEH, R.A. Ultra-wide band vivaldi antenna array using low loss SIW power divider and GCPW wide band transition. In Proceedings of the IEEE Radio and Wireless Symposium. 2012, p. 39-42.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 30.5.2014

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

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Bakalářská práce pojednává o návrhu Vivaldiho antény napájené vlnovodem integrovaným do substrátu (SIW). V prvním kroku řešení byla v simulačním programu Ansoft HFSS tato anténa navržena, kde optimalizovanými parametry antény jsou zisk, impedanční šířka pásma a minimalizace velikosti bočních laloků. Výsledkem práce je realizace Vivaldiho antény se strukturou SIW a porovnání výsledků se simulacemi. Práce obsahuje srovnání simulovaných a měřených parametrů realizované antény.

KLÍČOVÁ SLOVA

Vivaldiho anténa, vlnovod integrovaný do substrátu - SIW, zemněné koplanární vedení - GCPW

ABSTRACT

The thesis deals with Vivaldi antenna design fed by substrate integrated waveguide (SIW). The first step in solving is focused on design this antenna in the simulation program Ansoft HFSS, where the antenna parameters are optimized gain, impedance bandwidth and minimizing the size of the side lobes. The result is the implementation of Vivaldi antenna structure SIW and compare the results with simulations. The work includes a comparison of simulated and measured parameters realized antenna.

KEYWORDS

Vivaldi antenna, substrate integrated waveguide - SIW, grounded coplanar waveguide - GCPW

PAVLÍČEK, R. *Vivaldiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 47 s. Bakalářská práce. Vedoucí práce: ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Vivaldiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

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

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Obsah	vi
Úvod	1
1 Planární antény	2
1.1 Základní planární antény	2
1.2 Výhody a nevýhody planárních antén	3
1.3 Vivaldiho anténa	3
2 Vlnovod integrovaný do substrátu	5
2.1 Vlnovod	5
2.2 Šíření vln ve vlnovodu	6
2.3 Dielektrické ztráty	8
2.4 Vlnovod integrovaný do substrátu	10
2.5 Přechod koplanárního vedení na SIW	12
3 Návrh Vivaldiho antény	15
3.1 Struktura Vivaldiho antény	15
3.1.1 Výpočet napájecího vlnovodu	16
3.1.2 Vliv velikosti ramen na zisk Vivaldiho antény	17
3.1.3 Vliv překrytí a zakřivení ramen na SLL	19
3.1.4 Výsledný model antény	20
3.1.5 Návrh přechodu zemněného koplanárního vedení na vlnovod	22
3.2 Přepočet ekvivalentního vlnovodu na strukturu SIW	24
3.2.1 Vivaldiho anténa napájená SIW	26
3.2.2 Vliv rozšíření zemnicí plochy na vlastnosti antény	29
4 Realizace Vivaldiho antény	34
4.1 Měření Vivaldiho antény	34
5 Závěr	40
Literatura	41
Seznam symbolů, veličin a zkratek	42

ÚVOD

SIW technologie byla poprvé navržena v roce 1994 a umožňuje realizovat vlnovod v substrátu. Tím poskytuje elegantní způsob, jak integrovat vlnovod s planárními obvody využívajícími pásmo milimetrových vln. Struktura SIW je většinou tvořena dvěma řadami vodivých válců (prokovů) v dielektrickém substrátu spojující oboustranné pokovení substrátu, čímž je tvořen klasický obdélníkový vlnovod RWG (z angl. Rectangle Waveguide). Struktura SIW zachovává většinu výhod konvenčních kovových vlnovodů, zejména vysoký činitel jakosti a možnost zpracování vysokého výkonu.

Vivaldiho anténa patří do třídy tapered slot antennas (TSA) a je vhodným kandidátem pro výkon v širokém pásmu. Vivaldiho antény jsou vhodné pro UWB anténní aplikace díky jejich vlastnostem. Tyto vlastnosti zahrnují vysoký zisk, jednoduchou konstrukci a relativně širokou provozní šířku pásma.

Tato práce se zabývá teorií a návrhem Vivaldiho antény buzené pomocí vlnovodu integrovaného v substrátu (SIW) pro frekvenční rozsah alespoň 4 GHz. Teoretická část práce se zaměřuje na strukturu vlnovodu integrovaného do substrátu a přechodu na strukturu SIW.

V praktické části práce je nejdříve navrhnut a vytvořen model Vivaldiho antény v programu Ansoft HFSS. Anténa byla vyrobena a její vlastnosti jsou ověřeny měřeními a porovnány se simulacemi.

1 PLANÁRNÍ ANTÉNY

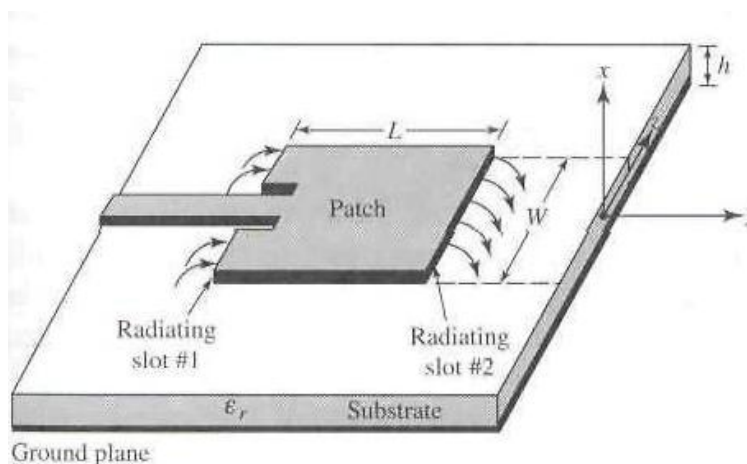
Planární antény byly patentovány roku 1955, ovšem zvýšenou pozornost pro rozvoj dostaly až v 70. let, kdy byly vyvinuty substráty s vhodnými vlastnostmi pro praktické využití.

Jedná se o velice rozšířený typ antén v řádu kmitočtů od 100 MHz do 100GHz. V této kapitole představíme některé základní typy a vlastnosti planárních antén. Planární antény lze dělit například podle tvaru, polarizace a způsobu napájení zářiče. Nejčastější tvary zářiče jsou čtvercové, obdélníkové a kruhové. Napájení lze realizovat například vazební štěrbinou, vazbou blízkým vedením nebo koaxiálním vedením [2].

1.1 Základní planární antény

Nejpoužívanější konstrukce antény je tzv. „patch antenna“ - flíčková anténa.

Základní flíčková anténa zobrazená na Obr. 1 se skládá z velmi tenkého kovového pásku ($t \ll \lambda_0$, kde λ_0 je délka vlny ve volném prostředí) obdélníkového flíčku o rozměrech přibližně $\lambda_0/3 < L < \lambda_0/2$ a napájený koaxiálním kabelem nebo mikropáskovým vedením. Tento obdélníkový flíček je nanesen na dielektrickém substrátu tloušťky h ($h \ll \lambda_0$, obvykle $0.003\lambda_0 \leq h \leq 0.05\lambda_0$) a relativní permitivity ϵ_r ($2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$). Druhá strana substrátu je souvisle pokryta vodivým materiálem a tvoří reflektor, tudíž anténa září pouze jedním směrem [2].



Obr. 1: Flíčková anténa (převzato z [2]).

1.2 Výhody a nevýhody planárních antén

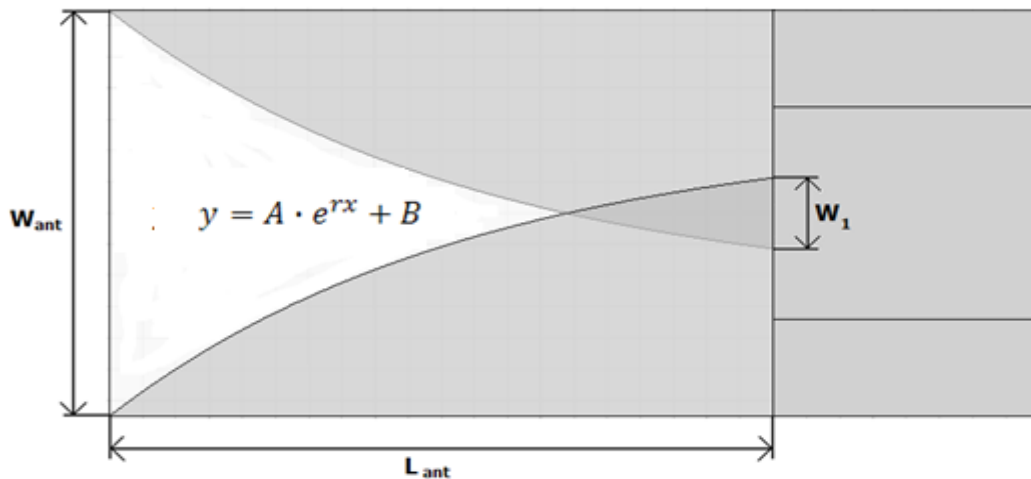
S porovnáním běžných mikrovlnných antén mají planární antény celou řadu výhod.

Hlavní výhodou planárních antén jsou malé rozměry, nízká hmotnost, poměrně jednoduchá konstrukce, různé motivy pro různé aplikace a vysoká jakost. Díky výrobní technologii fotocesty, která je shodná s technologií plošných spojů, vznikají nízké náklady na vlastní výrobu při hromadné produkci. Další výhodou je naladění antény na dva a více kmitočtů, čímž se zvýší širokopásmovost antény. Toho lze dosáhnout pomocí modelování tvarů zářiče.

Mezi nevýhody planárních antén se řadí nízký zisk (cca 6 dB), nízká výkonová zatížitelnost, nízká efektivita vyzařování, slabá polarizační čistota, vysoké Q a úzká šířka pásma do 5% [2].

1.3 Vivaldiho anténa

Vivaldiho anténa spadá ke třídě antén s podélným vyzařováním. Jedná se o anténu s povrchovou vlnou tvarově odpovídající anténě štěrbinové s exponenciálně rozšiřující štěrbinou. Základní geometrie Vivaldiho antény je dána na obr.2.



Obr. 2: Základní konstrukce a parametry Vivaldiho antény.

Vyzařované elektro-magnetické pole je lineárně polarizované paralelně k výstupní hraně dielektrika (mikrovlnného substrátu). Parametry Vivaldiho antény nejsou natolik náchylné na nepřesnosti výroby. Tuto skutečnost podtrhuje i princip vyzařování antény. Je dán pouze rozměry vzniklé štěrbině, nikoliv celkovou geometrií.

Funkce pro zakřivení ramene Vivaldiho antény [1]:

$$y = A \cdot e^{rx} + B, \quad (17)$$

$$A = \frac{W_{ant} + W_1}{2} \cdot (e^{r \cdot L_{ant}} - 1)^{-1}, \quad (18)$$

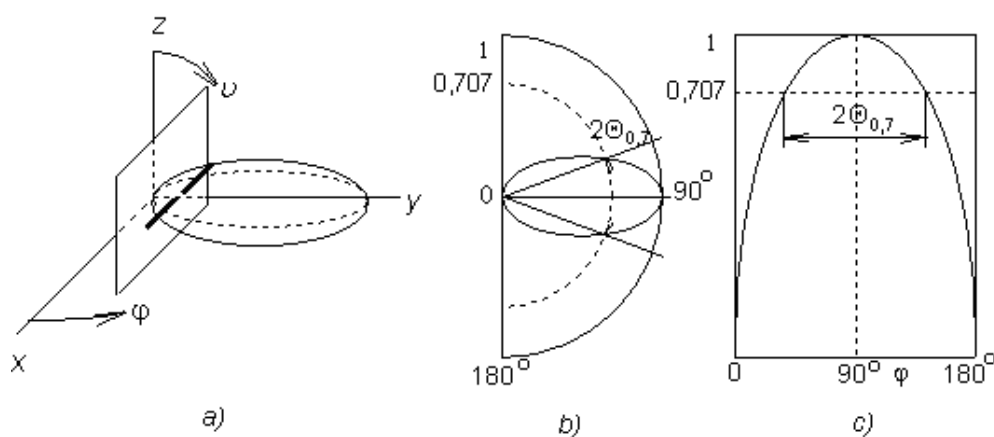
$$B = -\frac{W_{ant} + W_1 \cdot e^{r \cdot L_{ant}}}{2} \cdot (e^{r \cdot L_{ant}} - 1)^{-1}. \quad (19)$$

Kde L_{ant} je délka ramene antény, W_1 je šířka překrytí ramen antény, W_{ant} je šířka antény a r je zakřivení ramene antény.

Směrovost antény – jedná se o schopnost antény vyzařovat nebo přijímat elektromagnetické vlny v požadovaném směru, tuto směrovost posuzujeme dle vyzařovacích charakteristik. Vyzařovací charakteristiky jsou úhly mezi dvěma hodnotami hlavního laloku, které odpovídají hodnotě 0,71 maximálního napětí, nebo -3dB vyzařovaného maximálního výkonu (viz Obr. 3).

Vyzařovací charakteristiky se dělí na:

- vertikální
- horizontální



Obr. 3: Směrové charakteristiky antény. a) Umístění měřené antény, b) polární souřadnice, c) kartézské souřadnice (převzato z [3]).

2 VLNOVOD INTEGROVANÝ DO SUBSTRÁTU

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.

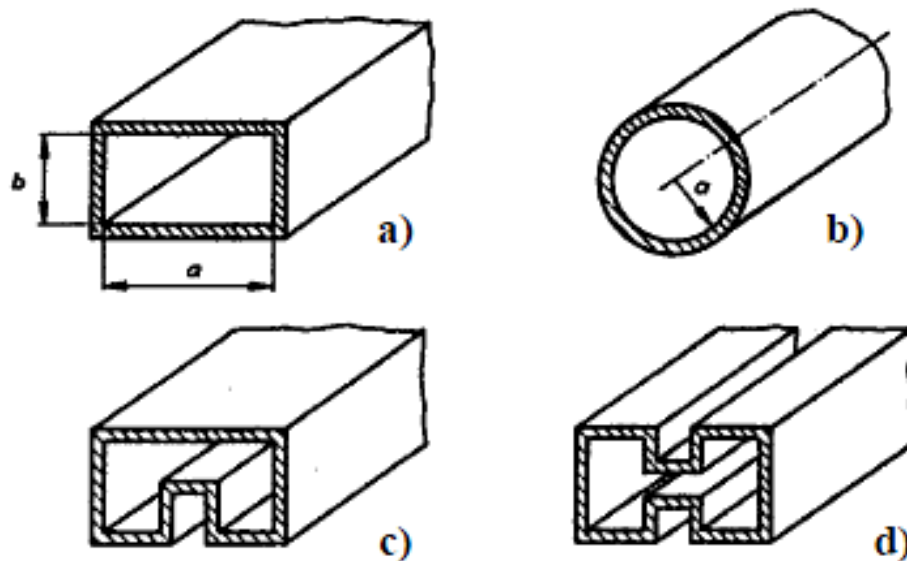
Jelikož je cílem projektu vyrobit anténu s integrovaným vlnovodem v substrátu, je uveden princip struktury SIW a přepočet konvenčního vlnovodu na strukturu SIW s prokovy místo elektrických, kovových stěn.

2.1 Vlnovod

Vlnovod je druh vedení, jehož příčný rozměr je srovnatelný s délkou vlny, a proto také hraje roli při přenosu elektromagnetické energie. Jeho charakteristickým znakem je, že se v něm může šířit vlna jen o kmitočtu vyšším než určitý, tzv. mezní (kritický) kmitočet. Vlnovody se na velmi vysokých kmitočtech používají kvůli neúnosně vysokému útlumu klasických kabelů. Vlnovody vykazují ve srovnání s nimi několikanásobně nižší ztráty. Z hlediska materiálu, ze kterého jsou vlnovody vyrobeny, je můžeme rozdělit na dielektrické a kovové.

Dielektrické vlnovody jsou obvykle tvořeny dielektrikem s vysokou permitivitou a malými ztrátami. Jsou nejčastěji kruhového nebo obdélníkového průřezu. Nejvíce se používají v infračervené a viditelné oblasti kmitočtového spektra.

Nejběžnější vlnovod (Obr. 4) je s obdélníkovým příčným průřezem, méně používané s průřezem kruhovým nebo čtvercovým. Ve speciálních případech se používají vlnovody s průřezem ve tvaru písmene Π nebo H , které mají některé lepší - větší širokopásmovost, ale i horší vlastnosti než běžný obdélníkový vlnovod - menší přenášený výkon [4].

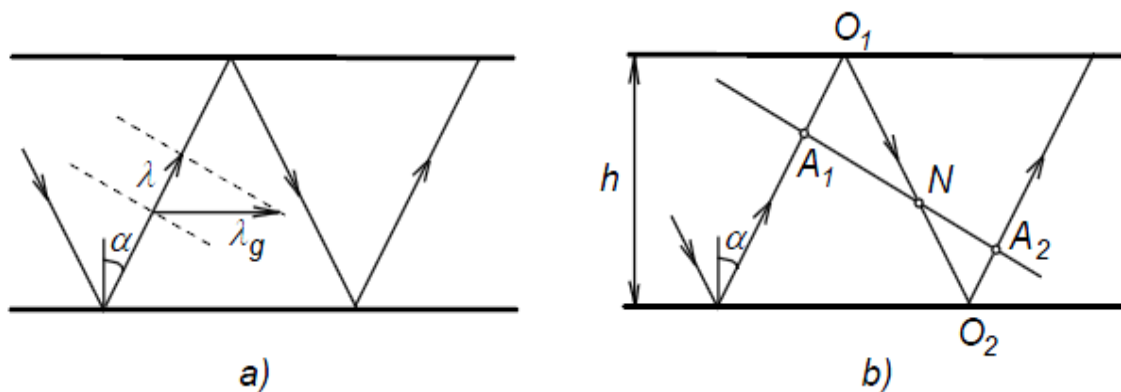


Obr. 4: Duté kovové vlnovody. a) obdélník, b) kruh, c) tvar písmene Π , d) tvar písmene H (převzato z [4]).

2.2 Šíření vln ve vlnovodu

Přítomnost vodivých stěn vlnovodu spolu s nutností zajistit nulovou velikost tečné složky intenzity elektrického pole $E_t = 0$ vylučuje možnost, aby se vlna TEM šířila podél osy vlnovodu. Pak totiž při libovolné orientaci vektoru $\mathbf{E}$ v příčném řezu vlnovodem by vektor $\mathbf{E}$ měl vždy složku tečnou k některé vodivé stěně vlnovodu.

Počítejme však se situací, že se vlna TEM šíří vzhledem k ose vlnovodu šikmo. Pak se vlna bude střídavě odrážet na protějších stěnách vlnovodu, jak ukazuje Obr. 5. Uvnitř vlnovodu existuje současně řada koherentních vln, vzniklých dílčími odrazy, které se šíří navzájem různými směry.



Obr. 5: Šíření vln mezi rovnoběžnými vodivými plochami. a) délka vlny ve vlnovodu, b) směry šíření vln uvnitř vlnovodu (převzato z [5]).

Vznikne stojaté vlnění, které v příčném směru (vůči ose vlnovodu) bude mít uzly právě na stěnách vlnovodu. Tak může být splněna podmínka $E_t = 0$ na vodivých stěnách vlnovodu, i když v prostoru uvnitř vlnovodu nenulové elektromagnetické pole existuje. V podélném směru pak existuje postupná vlna, která má ve směru osy vlnovodu fázovou rychlost v_f větší než její fázová rychlost c ve směru šíření dílčí vlny a stejně tak i délka vlny λ_g , pozorovaná ve směru osy vlnovodu, bude větší než vlnová délka λ ve směru šíření dílčí vlny.

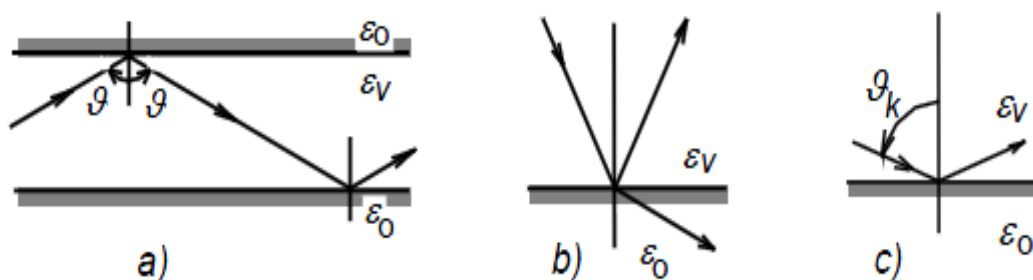
Vlna se může šířit mezi vodivými plochami jen tak, aby byla zachována vlnoplocha i při odrazech. V bodech A_1 a A_2 musí mít vlna stejnou fázi a proto délka dráhy [5]:

$$\Delta r = A_1-O_1-O_2-A_2 = n \cdot \lambda \quad (6)$$

Toho je možné dosáhnout jen při určitých hodnotách úhlu dopadu vlny α , které odpovídají jednotlivým hodnotám n . V mezním případě ($n = 1$) je úhel $\alpha = 0$, dráha vlny $\Delta r = \lambda$, vlna dopadá na rozhraní kolmo a podél vlnovodu ještě nepostupuje. Pak vzdálenost vodivých ploch $h = \lambda/2$ určuje nejnižší, tzv. *kritický kmitočet*, při kterém lze mezi deskami vlnu vybudit. Vyšším hodnotám čísla n odpovídají úhly dopadu vlny α , při kterých se vlna šíří vlnovodem a její struktura popisuje *vid* vlny ve vlnovodu.

Vlnovodem se může šířit jen vlna o kmitočtu vyšším než je kritický kmitočet vlnovodu, že délka vlny i fázová rychlost mají ve směru osy vlnovodu větší hodnoty než ve směru šíření dílčí vlny a že ve vlnovodu může současně existovat více struktur (vidů) vln [5].

V **dielektrickém vlnovodu** se vlna šíří odrazy od stěn (Obr. 6). Aby nedocházelo k "úniku energie" z vlnovodu tím, že by se vlna rozdělila na odraženou a procházející, musí nastávat na rozhraní vlnovod - okolí totální odraz.



Obr. 6: Šíření vlny v dielektrickém vlnovodu. a) postupné odrazy, b) lom vlny uvnitř, c) totální odraz vlnovodu (převzato z [5]).

K totálnímu odrazu dochází, je-li úhel dopadu vlny ϑ větší nežli kritický úhel ϑ_k , pro který platí vztah:

$$\sin \vartheta_k = \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\varepsilon_v}} \quad (7)$$

Ze vztahu (7) vyplývá, že totální odraz nastane jen tehdy, je-li permitivita dielektrika ve vlnovodu ε_v vyšší nežli permitivita prostředí ε_0 v okolí. Při vyšší permitivitě dielektrika ve vlnovodu ε_v ve srovnání s permitivitou okolí ε_0 bude kritický úhel menší a vlna může na stěnu vlnovodu dopadat strměji, aniž by docházelo k lomu. Úhel dopadu na stěnu vlnovodu závisí na vlnové délce šířící se vlny a příčných rozměrech vlnovodu [5].

2.3 Dielektrické ztráty

Technické dielektrikum vykazuje oproti ideálnímu nenulovou elektrickou vodivost, dále často obsahuje nečistoty, příměsi, vlhkost apod. Přiložené elektrické pole pak podmiňuje vznik nestacionárních pochodů uvnitř dielektrika, které vedou ke ztrátám energie.

Ztráty v dielektriku představují celkovou energii, rozptýlenou v dielektriku v časové jednotce při jeho vložení do elektrického pole. Ztráty se vyskytují při působení stejnosměrného i střídavého pole, jsou provázány ohřevem dielektrika a jsou příčinou změny fázového úhlu mezi napětím a proudem.

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 $\tan \delta$, dáno vlastnostmi substrátu. Tyto ztráty souvisí pouze s daným materiálem substrátu a ne na jeho geometrii.
- **Ztráty vyzařováním:** způsobené úniky energie mezi prokovy. Tyto ztráty lze minimalizovat vhodným poměrem rozestupů prokovů p a jejich průměrem d , platí podmínka: $p/d \leq 2$.

Ztrátový činitel - Ztrátové dielektrikum lze pro účely výpočtu ztrátového výkonu P_z nebo $\tan \delta$ nahradit ekvivalentním zapojením bezztrátových prvků a prvků, charakterizujících ztráty. Na volbě náhrady teoreticky nezáleží. Požadavkem však je, aby činný výkon a fázový úhel ztrátové soustavy byl ekvivalentní ztrátovému výkonu a fázovému úhlu ztrátového dielektrika [6].

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

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

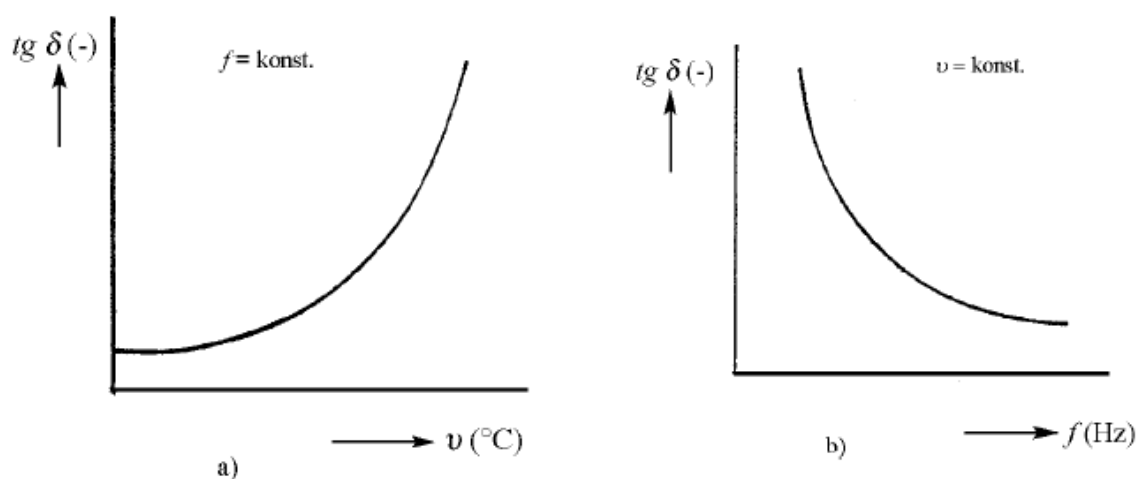
$\operatorname{tg} \delta \geq 10^{-2}$ – špatné dielektrické materiály

Činitele ovlivňující velikost tg :

- teplota - u všech dielektrik
- kmitočet elektrického pole - u všech dielektrik
- intenzita elektrického pole - u ferroelektrik a v případě ionizačních ztrát

Pro komplexní stanovení kvality materiálu se zjišťuje dále závislost (Obr. 7) ztrátového činitele $\operatorname{tg} \delta$ na:

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



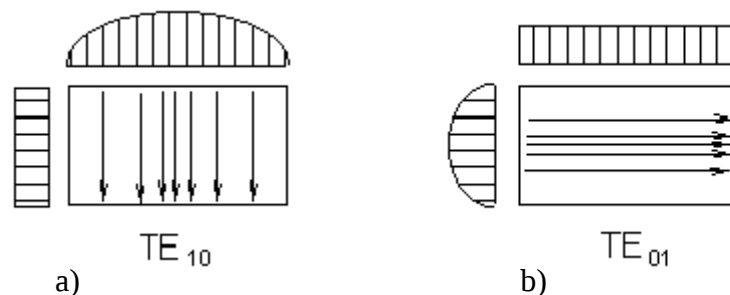
Obr. 7: Teplotní /a)/ ($f = \text{konst.}$) a kmitočtová /b)/ ($T = \text{konst.}$) závislost ztrátového činitele nepolárního dielektrika (převzato z [6]).

2.4 Vlnovod integrovaný do substrátu

SIW je vyroben z periodické struktury prokůvů realizovaných skrz oboustranně pokovený dielektrický substrát. Z periodického sledu prokůvů je zřejmé, že u SIW struktury je možný problém nežádaného úniku energie a ztrát. Proto je velmi důležité zjistit, které vidy se mohou bezeztrátově šířit ve struktuře SIW. Vidy, které se mohou v SIW vytvořit a šířit bezeztrátově, jsou rozdílné než u konvenčních vlnovodů.

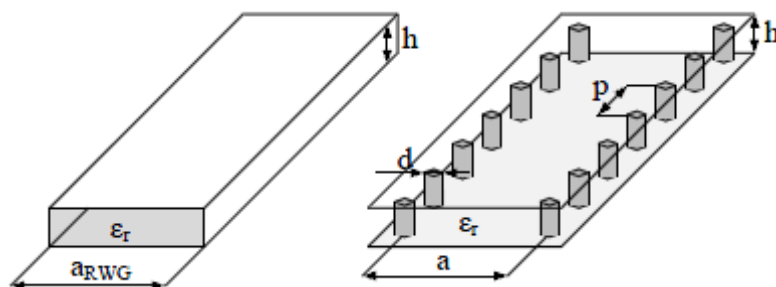
Ačkoli struktura SIW má podobné vlastnosti jako konvenční obdélníkový vlnovod, rozdíly mezi nimi jsou zjevné. SIW struktura je tvořena periodickým sledem prokůvů a dvěma rovnoběžnými vodivými deskami. Uvnitř vlnovodu je dielektrikum o relativní permitivitě ϵ_r . Periodický sled prokůvů je ovšem hlavním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

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. 8b), může dojít k výraznému vyzařování, což je vlastně princip vlnovodné štěrbinové antény. Pokud jsou štěrbiny vyříznuty podél směru tekoucího proudu (proud teče rovnoběžně s řezem štěrbin), vyzařování je nepatrné. Dominantní vid TE_{10} splňuje podmínku dle obr. 8a), kdy štěrbiny 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} .



Obr. 8: Rozložení elektrického pole vidů TE ve struktuře SIW (převzato z [5]).

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 štěrbiny 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. 9 [7].



Obr. 9: Obdélníkový vlnovod a struktura SIW (převzato z [7]).

Postup návrhu SIW :

Postup návrhu SIW struktury vede vždy nejprve přes řešení s konvenčním obdélníkovým vlnovodem Obr. 2.4.2. Parametry a_{RWG} a b označují šířku a výšku kovového vlnovodu. Předpoklad je, že rozměr $a_{RWG} > h$ pro vybuzení dominantního vidu TE_{10} s nejnižší frekvencí f_{krit} . Pracovní frekvence f_{prac} se obvykle volí pro vid TE_{10} jako: $f_{prac} \approx 1,4-1,6 f_{krit}$. Z kritické frekvence lze dle vztahu (8) vypočítat ekvivalentní šířku kovového vlnovodu a_{RWG} [7].

$$a_{RWG} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (8)$$

V literatuře [7] je uveden postup přepočtu na strukturu SIW. Jde o iterační metodu, kdy se spočítá nejprve dle vztahu (8) šířka kovového vlnovodu a_{RWG} a dle následujících vztahů je iteračně dosahováno co nejbližší hodnoty a_{RWG} dosazováním šířky struktury SIW a do vztahu 9. Hodnota průměru prokovů je dána technologií výroby, například v dílně UREL je možné vyrobít 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 :

$$a_{RWG} = a \cdot \bar{a} \quad (9)$$

Parametr $\bar{a}$ je normalizovaná šířka ekvivalentního vlnovodu a je dána vztahem 10 [8]

$$\bar{a} = k_1 + \frac{k_2}{\frac{p}{d} + \frac{k_1 + k_2 - k_3}{k_3 - k_1}} \quad (10)$$

kde parametry k_x jsou dány následujícími vztahy.

$$k_1 = 1,0198 + \frac{0,3465}{\frac{a}{p} - 1,0684}, \quad k_2 = -0,1183 - \frac{1,2729}{\frac{a}{p} - 1,201}, \quad k_3 = 1,0082 - \frac{0,9163}{\frac{a}{p} - 0,2152}. \quad (11)$$

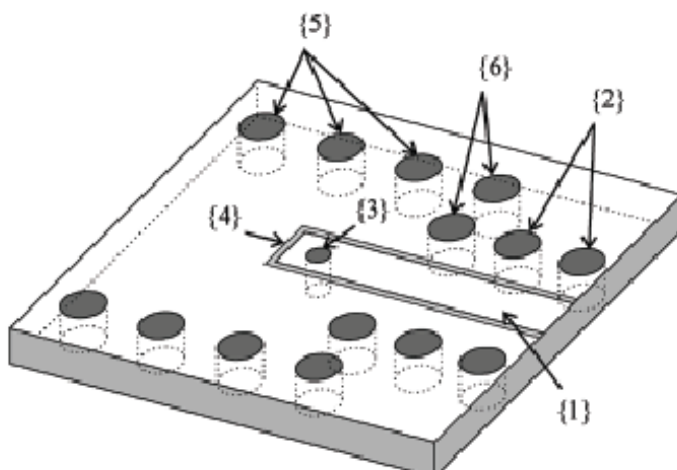
2.5 Přechod koplanárního vedení na SIW

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 je rozebrán přechod koplanárního vlnovodu na SIW.

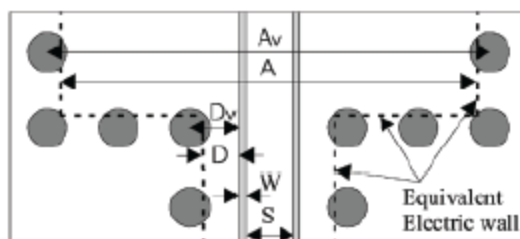
Koplanární vlnovod (CPW)

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. 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 .

GCPW je napájen v místě (1) dle Obr. 10. Přidání řady proků (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 proků (5). Řady proků vykazují chování dvou elektrických stěn a struktura SIW může být modelován kovovým obdélníkovým vlnovodem [9].



Obr. 10: Přechod GCPW na SIW s proudovou sondou a jeho parametry (převzato z [9]).



Obr. 11: Přechod SIW vlnovod a uvažované rozměry (převzato z [9]).

Prokovy 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 proků, sloužících k potlačení ztrátových módů, musí dodržovat následující podmínku:

$$s + 2 \cdot w + 2 \cdot d < \frac{1}{2 \cdot f_{max} \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}} \quad (12)$$

kde f_{max} je maximální pracovní kmitočet. Druhý způsob spočívá ve faktu, že vzdálenost mezi řadami proků 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 jednovládné části. Tuto rovnost lze definovat $\gamma_{\text{ekv}} \approx \gamma_{\text{GCPW}}$. [9]

$$d > \frac{s}{2} + w \quad (13)$$

Podmínka (13) musí být splněna za účelem ekvivalence konstant šíření.

$$0,2 \leq \frac{s}{s + 2 \cdot w} \leq 0,8 \quad (14)$$

Podmínka (14) zabraňuje vybuzení a šíření vyššího vidu v mikropáskovém vedení GCPW.

- Typy GCPW :**
- Proudová sonda
 - Magnetický dipól
 - Tvar triangl (trojúhelník)

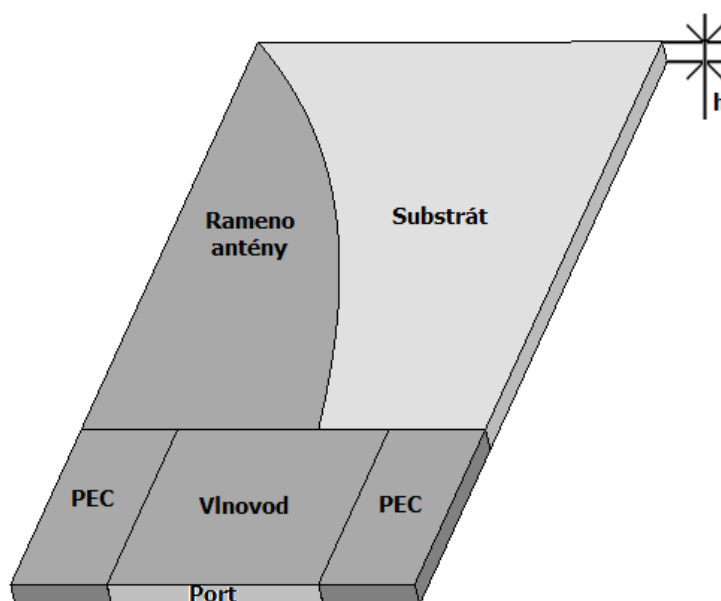
3 NÁVRH VIVALDIHO ANTÉNY

Vivaldiho anténa napájená vlnovodem integrovaným do substrátu má dle pokynů pracovat na kmitočtu okolo 10 GHz s požadovanou šířkou pásma alespoň 4 GHz. Zisk antény by měl být alespoň 7 dBi. Simulace antény je provedena v programu Ansoft HFSS.

Anténa má být vyrobena na substrátu Arlon Cuclad 217 s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,17$, ztrátovým činitelem $\tan \delta = 0,0009$ a tloušťkou $h = 1,524$ mm. V poslední řadě byl stanoven SMA konektor s teflonovou výplní o relativní permitivitě $\epsilon_r = 2,1$ s průměry vodičů 1,27 mm vnitřní vodič a 4,13 mm vnější vodič.

3.1 Struktura Vivaldiho antény

Vivaldiho anténa je navržena na oboustranné desce a skládá ze dvou exponenciálních ramen. Každé rameno antény má vlastní stranu desky. Na Obr. 12 je uvažovaný model Vivaldiho antény buzené obdélníkovým vlnovodem. Vlnovod je buzen na příčné straně vlnovodným portem. U antény je z důvodu jednoduchosti simulace a správného návrhu nejprve uvažováno buzení obdélníkovým vlnovodem s kovovými stěnami.



Obr. 12: Struktura Vivaldiho antény buzené obdélníkovým vlnovodem

3.1.1 Výpočet napájecího vlnovodu

Základním krokem pro samotnou simulaci Vivaldiho antény, je návrh rozměrů obdélníkového vlnovodu s kovovými stěnami, který bude anténu budít.

Správně zvoleným poměrem pracovního a kritického kmitočtu ve vlnovodu docílíme toho, že se vlnovodem bude šířit pouze dominantní vid TE_{10} . Podmínka jednovidovosti (19) je dána poměrem pracovní a kritické frekvence ve vlnovodu [5]:

$$\frac{f_{prac}}{f_{krit}} = 1,25 \div 1,9 \quad (19)$$

Požadovaná šířka pásma Vivaldiho antény je alespoň 4 GHz kolem kmitočtu 10 GHz. Poměr kmitočtů si zvolíme $f_{prac}/f_{krit} = 1,6$. Pro pracovní kmitočet 10 GHz dle vztahu (19) odpovídá kritický kmitočet $f_{krit} = 6,25$ GHz. Podmínka jednovidovosti je tím splněna.

Z kritické frekvence lze podle vztahu (16) vypočítat příčnou délku kovového vlnovodu a_{RWG} a mezní vlnovou délku dominantního vidu TE_{10} v obdélníkovém vlnovodu [5]:

$$\lambda_{krit}^{TE_{10}} = 2 \cdot a_{RWG} \rightarrow a_{RWG} = \frac{\lambda_{krit}^{TE_{10}}}{2} = \frac{c}{2 \cdot f_{krit} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 6,25 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,17}} = 16,3mm \quad (16)$$

Dalším důležitým parametrem je délka vlny ve vlnovodu λ_g , která se spočítá podle vztahu (8) [5]:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{prac}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{prac}}{\lambda_{krit}}\right)^2}} = \frac{\frac{c}{f_{prac} \cdot \sqrt{\epsilon_r}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{krit}}{f_{prac}}\right)^2}} = \frac{\frac{3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{2,17}}}{\sqrt{1 - \left(\frac{6,25 \cdot 10^9}{10 \cdot 10^9}\right)^2}} = 26,1mm \quad (8)$$

Na obr. 16 je zobrazena Vivaldiho anténa s popisem parametrů obdélníkového vlnovodu. V tab. 1 jsou uvedeny rozměry vlnovodu.

Šířka vlnovodu a_{RWG} [mm]	16,300
Délka vlnovodu L_{RWG} [mm]	15,500
Výška vlnovodu h [mm]	1,524

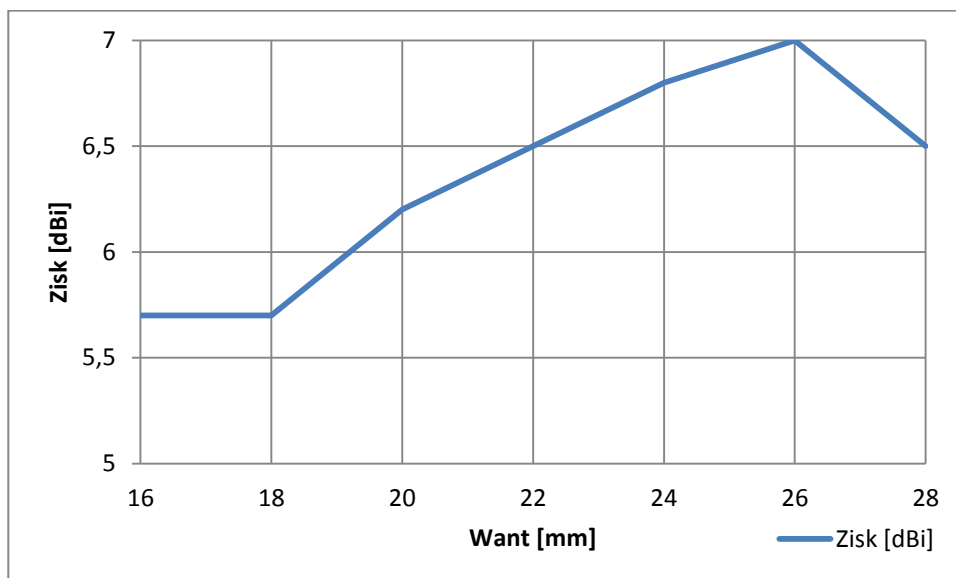
Tab. 1: Rozměry obdélníkového vlnovodu

3.1.2 Vliv velikosti ramen na zisk Vivaldiho antény

V programu Ansoft HFSS byl sestaven základní model Vivaldiho antény (viz obr. 12). Parametrickou analýzou byly sledovány vlivy velikosti ramen antény na její zisk. Požadavek na zisk antény byl stanoven na 7 dBi, kterého dosáhneme pomocí zvětšování délky ramene L_{ant} a šířky antény W_{ant} .

Pro zvolené zakřivení ramene $r = 0,2$ a přesah ramen $W_1 = 3\text{ mm}$ (viz Obr.16) byly simulovány kombinace rozměrů ramen antény na frekvenci 10GHz.

Na obr. 13 jsou zobrazeny hodnoty zisku v závislosti na šířce antény při konstantní zvolené délce ramene $L_{ant} = 28\text{ mm}$. Z grafu vlivu šířky antény na zisk je zřejmé, že s rostoucí šířkou antény se zisk antény zvyšuje. Při šířce antény 26mm je zisk v maximální hodnotě, dalším zvětšováním šířky antény má zisk tendenci klesat. Pro další postup návrhu budeme uvažovat šířku antény $W_{ant}=26\text{ mm}$. V tab. 2 jsou odečteny zobrazené hodnoty zisku.

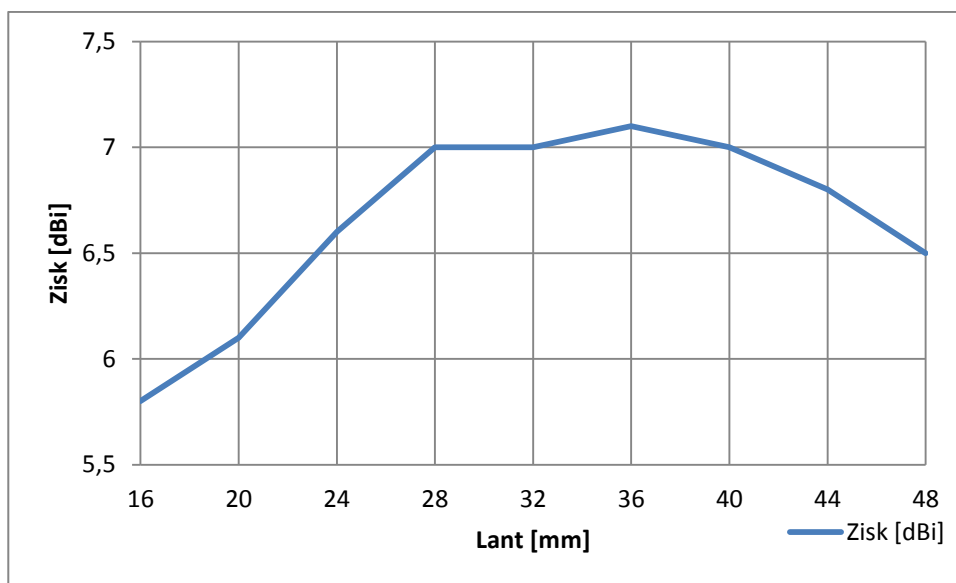


Obr. 13: Zisk v závislosti na šířce antény

Šířka ramen W_{ant} [mm]	16	18	20	22	24	26	28
Zisk G [dBi]	5,7	5,7	6,2	6,5	6,8	7,0	6,5

Tab. 2: Hodnoty zisků v závislosti na šířce antény

Na obr. 14 jsou zobrazeny hodnoty zisku v závislosti na délce ramene antény při konstantní šířce antény $W_{ant} = 26\text{mm}$. V tab.3 jsou odečteny zobrazené hodnoty zisku. Podobně jako u předešlé analýzy i při zvětšování délky ramen antény zisk do určité hodnoty roste. Na délce ramene antény L_{ant} s rozměry 36 mm a šířce antény W_{ant} 26 mm vykazuje anténa nejvyšší zisk kolem 7,1 dBi, který je na naše požadavky dostatečný. Dalším zvětšováním délky ramen zisk klesá. Jelikož je šířka antény větší než šířka vlnovodu, byly vedle vlnovodu přidány oblasti PEC, které nemají na funkci antény vliv (viz obr. 12).



Obr. 14: Zisk v závislosti na délce ramene antény

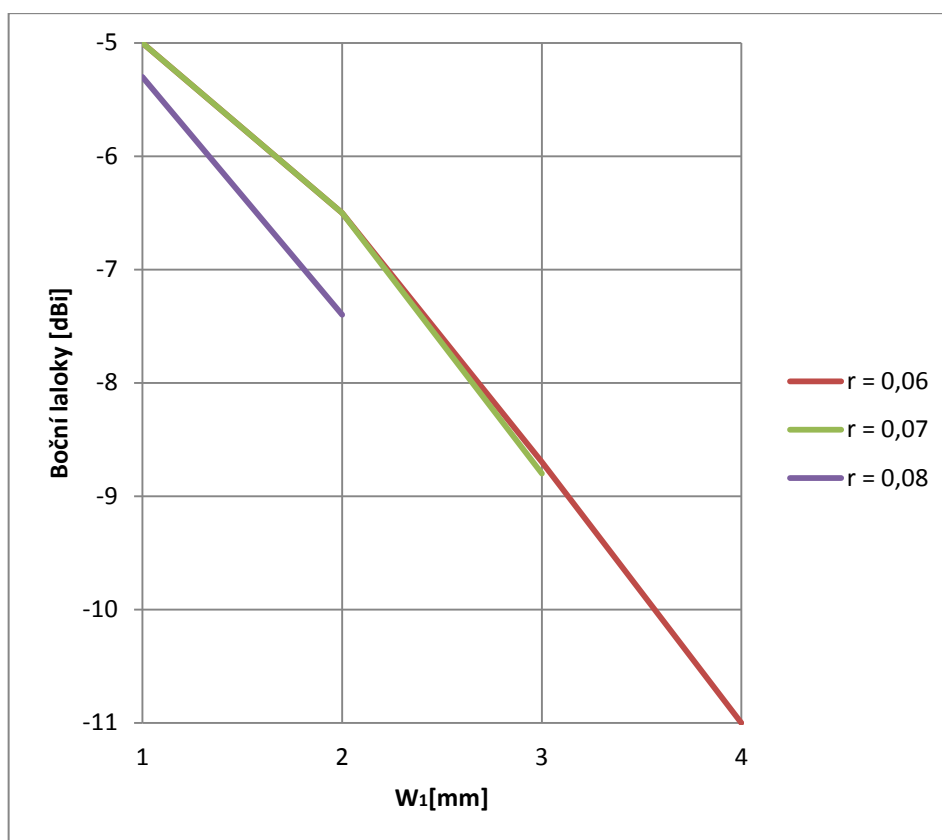
Délka ramene L_{ant} [mm]	16	20	24	28	32	36	40	44	48
Zisk G [dBi]	5,8	6,1	6,6	7,0	7,0	7,1	7,0	6,8	6,5

Tab. 3: Hodnoty zisků v závislosti na délce antény

3.1.3 Vliv překrytí a zakřivení ramen na SLL

Z předešlé parametrické analýzy byly získány rozměry ramen antény. Následující parametrickou analýzou budou prozkoumány vlivy překrytí a zakřivení ramen, které ovlivňují velikosti bočních laloků. Pro délku ramene antény $L_{ant} = 36$ mm a šířku $W_{ant} = 26$ mm byly simulovány kombinace rozměrů překrytí ramen W_1 a zakřivení r antény na frekvenci 10 GHz.

Na obr. 15 jsou zobrazeny hodnoty bočních laloků v závislosti na zakřivení a překrytí ramen antény, při kterých anténa vykazuje šířka pásma větší nebo rovno 4GHz.



Obr. 15: Potlačení bočních laloků v závislosti na zakřivení a překrytí ramen

Tab. 4 obsahuje velikosti potlačení bočních laloků pro vybrané hodnoty zakřivení r a šířky překrytí ramen Vivaldiho antény W_1 .

Zakřivení r [-]	Překrytí ramen W_1 [mm]	Boční laloky [dB]
0,06	1	-5,0
0,06	2	-6,5
0,06	3	-8,7
0,06	4	-11,0
0,07	1	-5,0
0,07	2	-6,5
0,07	3	-8,8
0,08	1	-5,3
0,08	2	-7,4

Tab. 4: Přehled velikosti bočních laloků v závislosti na zakřivení a překrytí ramen

Z Tab. 4 je patrné, že při malém zakřivení $r = 0,06$ a malém překrytí ramen $W_1 = 4$ mm jsou boční laloky nejvíce potlačeny. Dalším zmenšováním zakřivení ramen by se anténa jevila jako s lineárními rameny namísto exponenciálních.

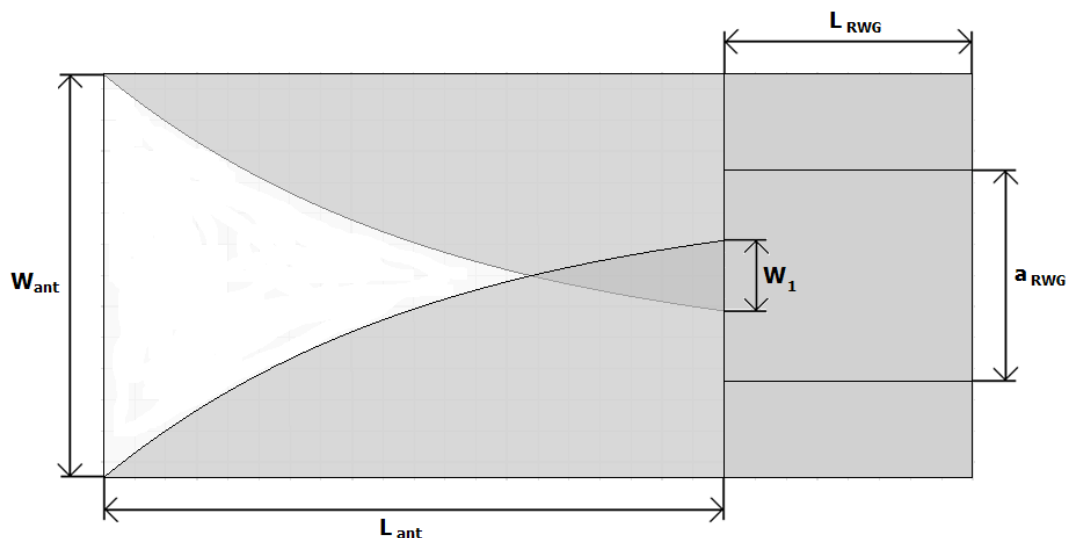
Výše zmíněnou parametrickou analýzou, byla zjištěna vhodná kombinace parametrů Vivaldiho antény s malými bočními laloky pro zakřivení $r = 0,06$ a překrytí ramen $W_1 = 4$ mm.

3.1.4 Výsledný model antény

Na základě předchozích analýz byla vybrána varianta s co nejmenší boční laloky při zachování velké šířky pásma a dostatečného zisku (viz tab. 5).

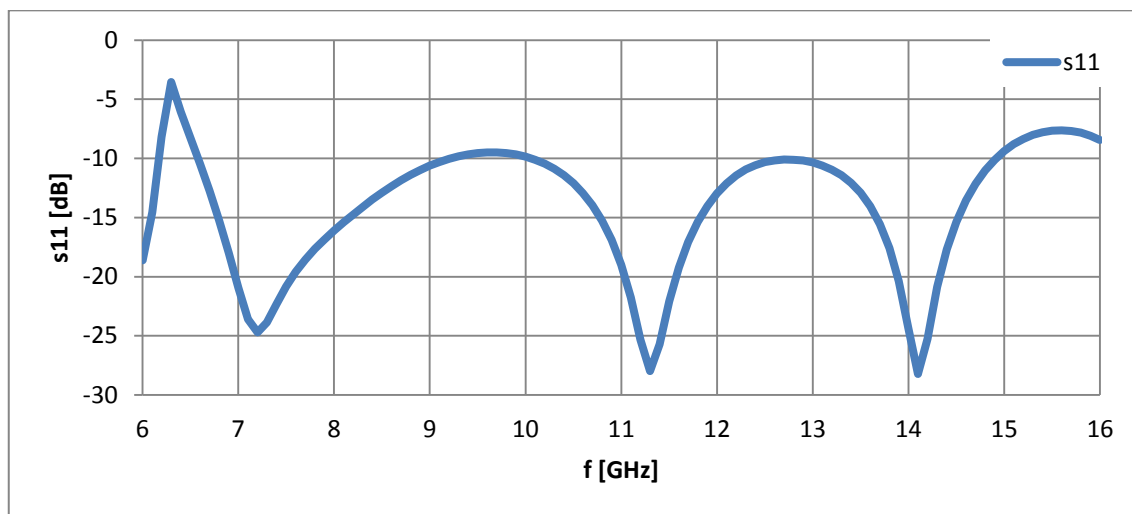
W_{ant} [mm]	L_{ant} [mm]	W_1 [mm]	r [-]	a_{RWG} [mm]	L_{RWG} [mm]
26	36	4	0,06	16,3	15,5

Tab. 5: Parametry základního modelu Vivaldiho antény



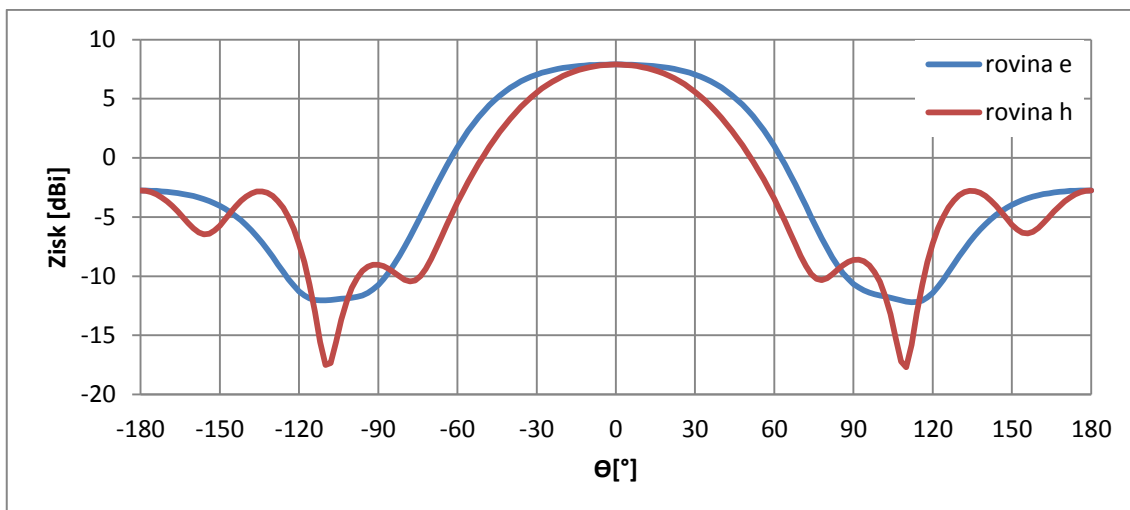
Obr. 16: Model Vivaldiho antény s hledanými parametry

Uvedené rozměry a parametry ramen antény (viz tab. 5) nám zajišťují pokrytí pásma nad 4GHz. Výsledný činitel odrazu je na obr. 17, kde je i zaznamenán jev při kritickém kmitočtu 6,25 GHz, kdy vlnovod začíná pracovat jako vedení elektromagnetické vlny.



Obr. 17: Průběh činitele odrazu v závislosti na frekvenci.

Činitel odrazu menší než -10 dB se naskytuje od frekvence 6,6 GHz až do kmitočtu 14,8 GHz. Simulovaná anténa nám poskytuje šířku pásma až 8 GHz.



Obr. 18: Směrové charakteristiky v rovinách E a H při $f = 10$ GHz.

Na obr. 18 jsou znázorněny směrové charakteristiky v rovinách E a H na kmitočtu 10 GHz, ze kterých je možné pozorovat minimalizaci bočních laloků díky výše uvedené parametrizaci ramen antény (viz Tab. 4). Základní model Vivaldiho antény má při frekvenci 10 GHz zisk 7,5 dBi.

3.1.5 Návrh přechodu zemněného koplanárního vedení na vlnovod

Vzdálenost mezi dvěma řadami prokůvů, sloužících k potlačení ztrátových módů, musí dodržovat následující podmínku:

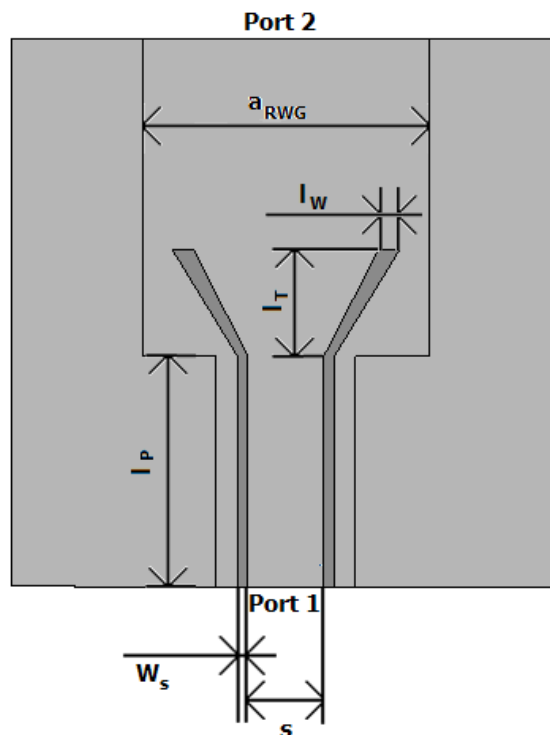
$$s + 2 \cdot w + 2 \cdot d < \frac{1}{2 \cdot f_{max} \cdot \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} \quad (20)$$

$$0,2 \leq \frac{s}{s + 2 \cdot w} \leq 0,8 \quad (21)$$

Podmínka (21) zabraňuje vybuzení a šíření vyššího vidu v mikropáskovém vedení GCPW.

Z nabízených přechodů se nejvhodněji jeví GCPW přechod s trojúhelníkovými spojovacími členy (viz obr. 19) díky jeho širokopásmovosti.

GCPW přechod je buzen vlnovodným portem Port 1. Optimalizována je šířka l_w a velikost úhlu zakřivení trojúhelníkového spojovacího členu pro minimalizaci činitele odrazu s_{11} mezi portem a anténní částí Port 2 na střední frekvenci 10 GHz.



Obr. 19: Model s parametry GCPW přechodu.

Koplanární vlnovod byl navržen tak, aby se jeho charakteristická impedance rovnala 50Ω . Vypočítané hodnoty koplanárního vedení jsou uvedeny v tab. 4.

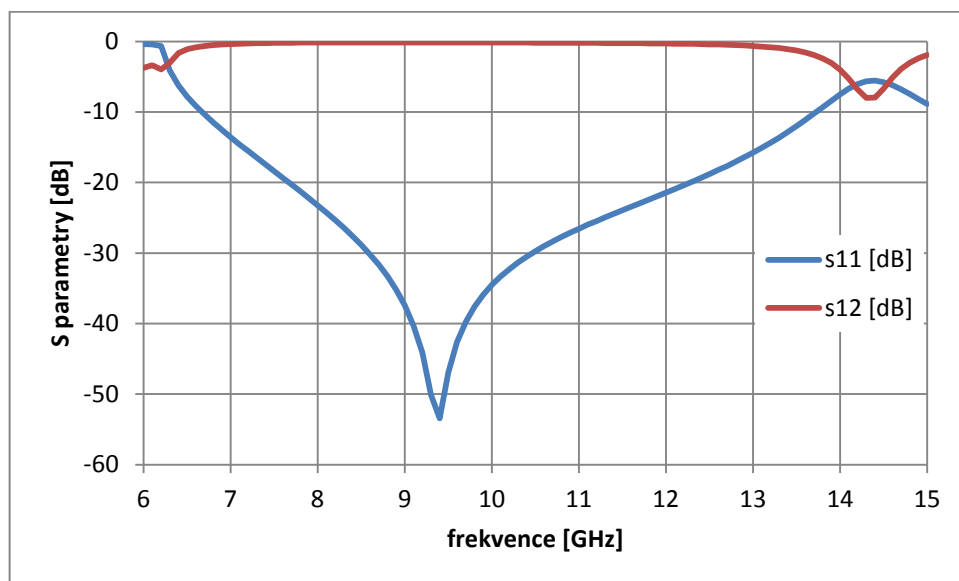
Šířka vlnovodu a_{RWG} [mm]	Šířka napájecího pásku s [mm]	Šířka štěrbin w_s [mm]	Délka spojovacího členu l_T [mm]	Délka štěrbin l_p [mm]	Konečná šířka spojovacího členu w_T [mm]
16,3	3,6	0,5	6,5	6,5	2

Tab.4: Parametry GCPW přechodu

Šířka ekvivalentního vlnovodu GCPW je 9,6 mm, přičemž vzdálenost štěrbin od země je stanovena na 2,5 mm, tak aby byla splněna podmínka (13) uvedená v teoretické části. Spojení mezi uzemněným koplanárním vedením a vlnovodem je dosaženo pomocí trojúhelníkových spojovacích členů o délce l_T (22) a úhlem zakřivení 20° .

$$l_T = \frac{\lambda_g}{4} \approx 6,5mm \quad (22)$$

Výsledek simulace s-parametrů pro naladění koplanárního vedení viz obr.20.



Obr. 20: Naladění koplanárního vedení.

Ze závislosti činitele odrazu na frekvenci na obr. 20 je zřejmé, že se jedná o přechod o velké šířce pásma s minimálními (1dB) přenosovými ztrátami.

3.2 Přepočítání ekvivalentního vlnovodu na strukturu SIW

Přepočítání je založeno na iterační metodě. Přepočítání ekvivalentního vlnovodu na strukturu SIW je provedeno dle kapitoly 2.4, kde vstupními parametry jsou příčná strana obdélníkového vlnovodu a_{RWG} , průměr prokvy d a rozestup prokvy p . Výstupním parametrem je hledaná příčná strana vlnovodu a tvořeného SIW. Hodnota vzdálenosti středů prokvy $p = 2$ mm je zvolena s ohledem na podmínku minimalizace úniku energie mezi prokvy, $p/d \leq 2$. Na Obr. 21 je uveden model se strukturou SIW.

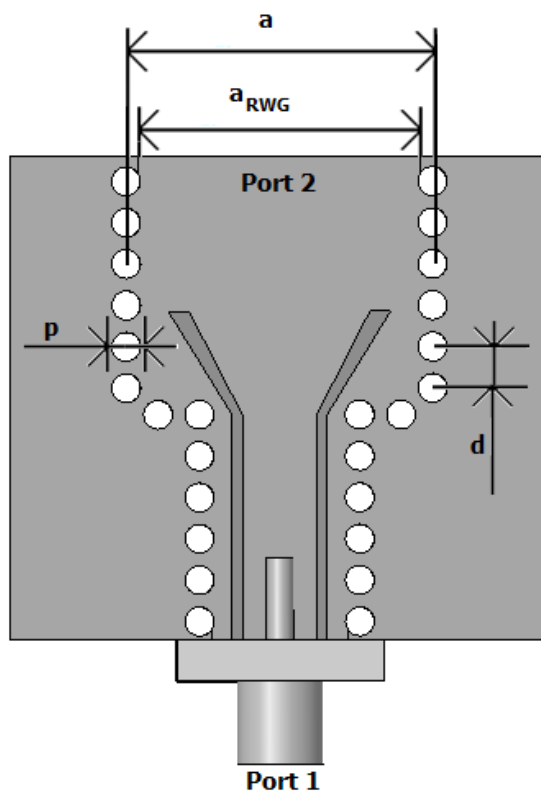
Šířka vlnovodu GCPW [mm]	a [mm]	d [mm]	p [mm]	k_1 [-]	k_2 [-]	k_3 [-]	$\bar{a}$ [-]
9,6	10,75	1,4	2	1,1003	-0,4233	0,8369	0,8923

Tab. 5: Výsledné parametry GCPW přechodu se strukturou SIW

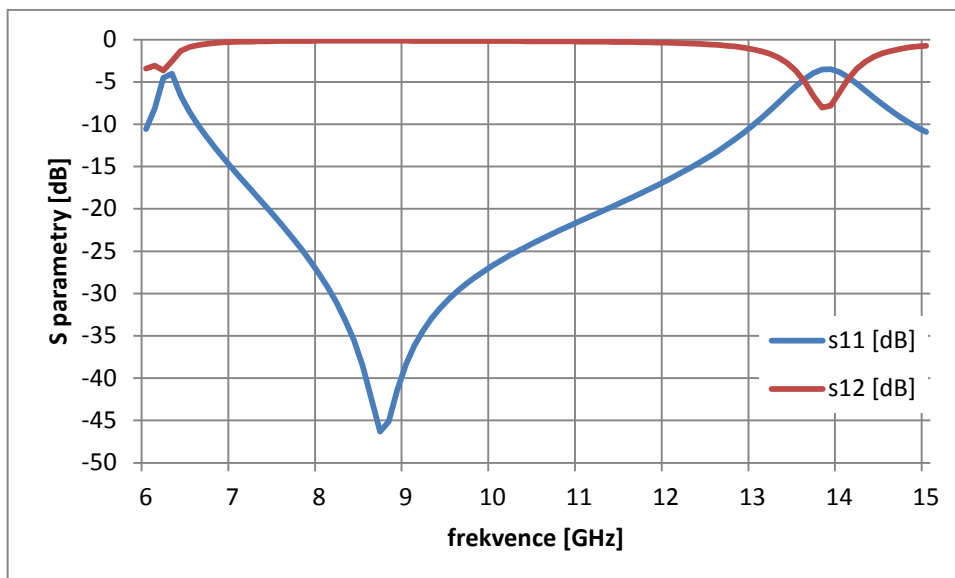
a_{RWG} [mm]	a [mm]	d [mm]	p [mm]	k_1 [-]	k_2 [-]	k_3 [-]	$\bar{a}$ [-]
16,3	17,5	1,4	2	1,064908	-0,29682	0,898614	0,931701

Tab. 6: Výsledné parametry vlnovodu se strukturou SIW

Při návrhu musí být brán v úvahu fakt, že dochází při přepočtu na strukturu SIW k mírnému rozšíření a prodloužení vlnovodu. Jev je přehledně zobrazen na Obr. 21.



Obr. 21: Výsledná struktura GCPW se strukturou SIW a jejich parametry.

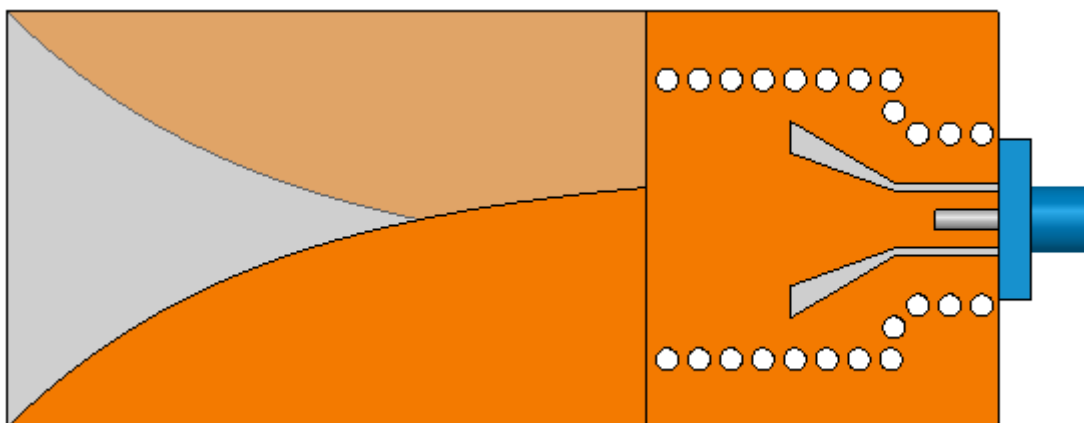


Obr. 22: s-parametry v závislosti na frekvenci GCPW přechodu se strukturou SIW.

Simulací jsme získali s-parametry koplanárního vedení se strukturou SIW, činitele odrazu s_{11} v závislosti na frekvenci a činitele přenosu s_{12} . Koplanární vlnovod začíná správně pracovat na mezním kmitočtu 6,25 GHz.

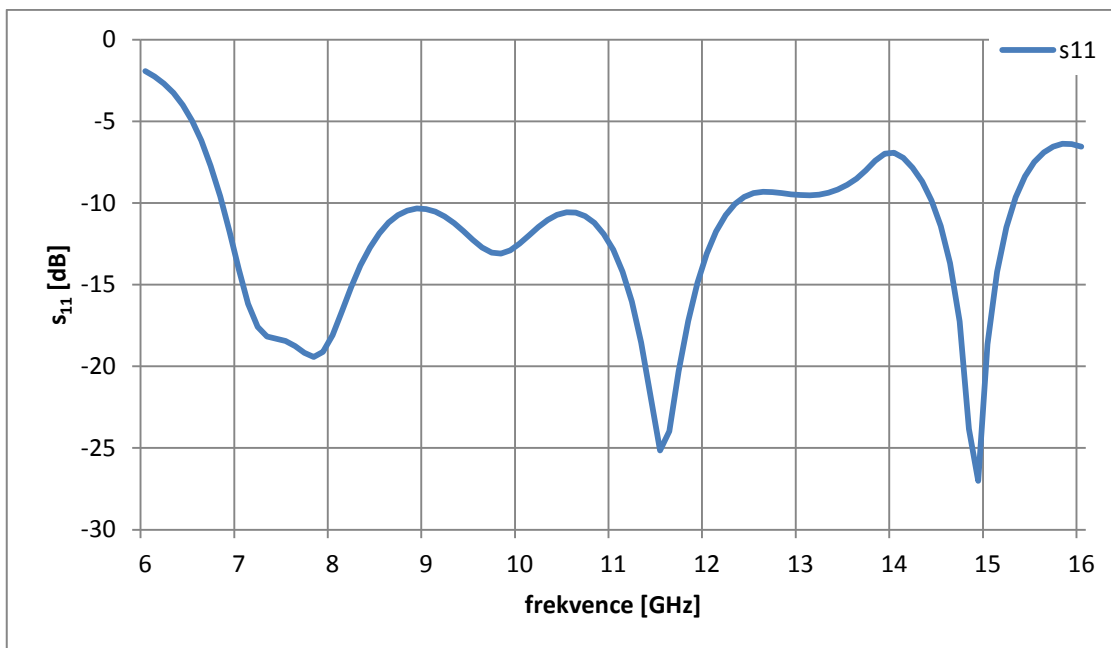
3.2.1 Vivaldiho anténa napájená SIW

Základní obdélníkový vlnovod RWG byl nahrazen uzemněným koplanárním vedením se strukturou SIW (viz obr. 23).

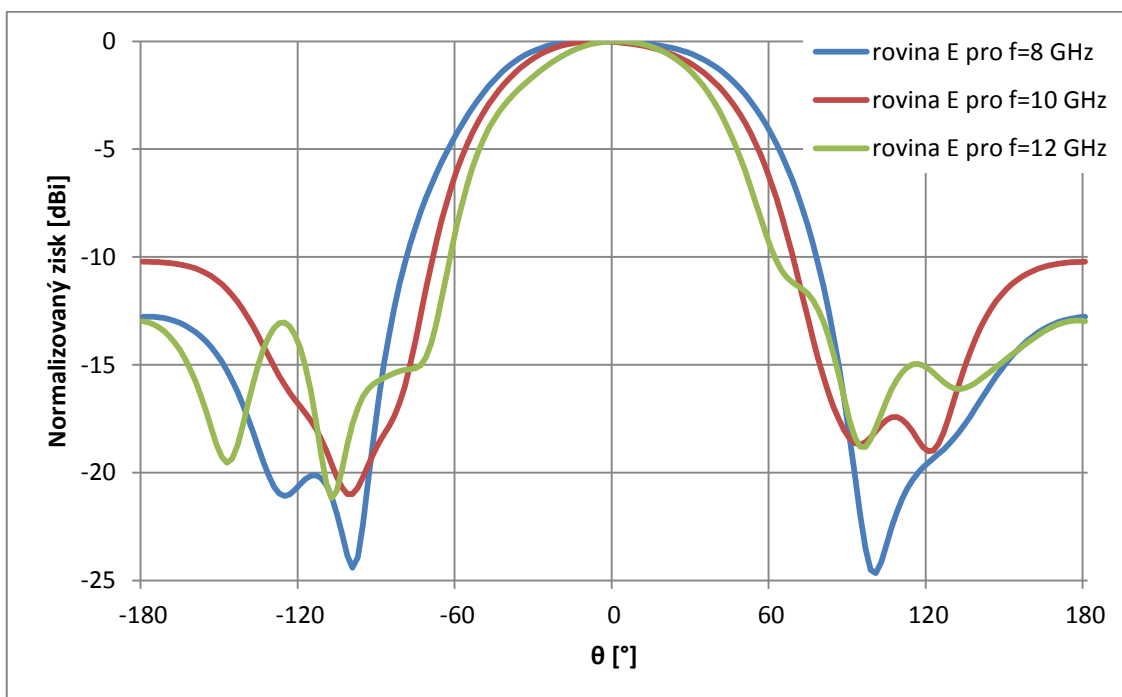


Obr. 23: Výsledná konstrukce Vivaldiho antény napájené SIW

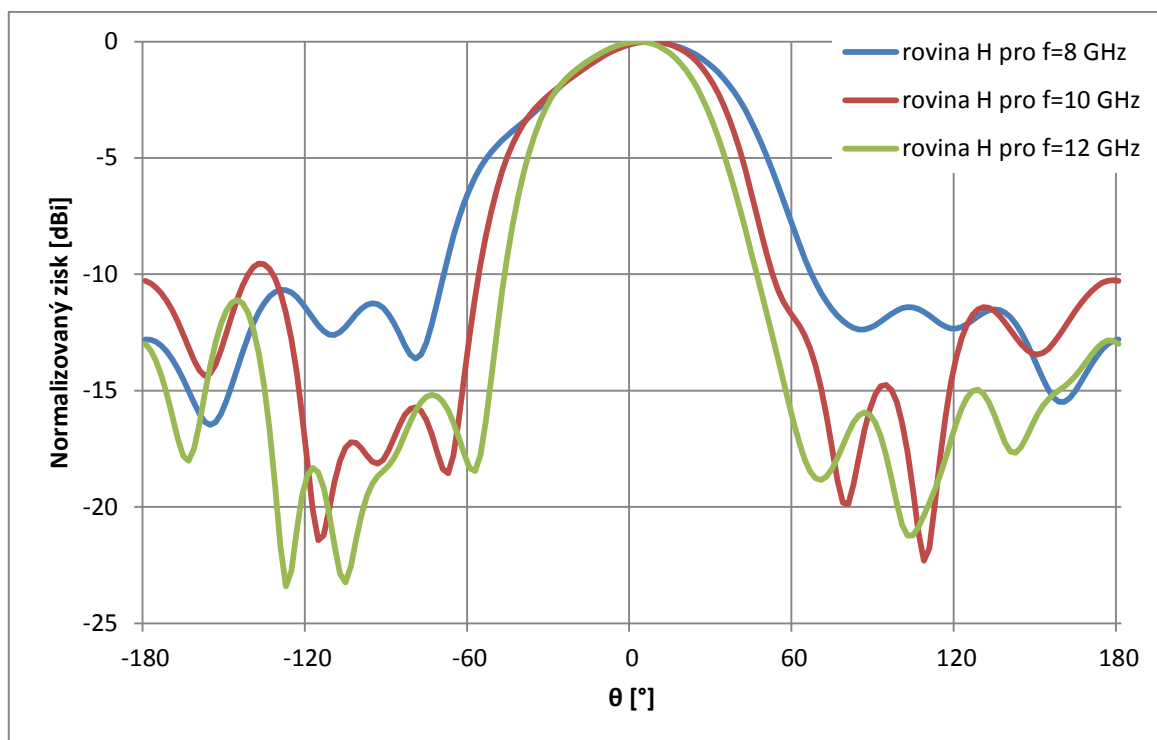
Výsledky simulovaného modelu Vivaldiho antény vykazují dobré vlastnosti. Impedanční přizpůsobení Vivaldiho antény napájené SIW, je dle obr. 24 pro pásmo téměř 5,5 GHz, pro činitel odrazu menší než -10 dB.



Obr. 24 Závislost činitele odrazu na frekvenci Vivaldiho antény napájené SIW

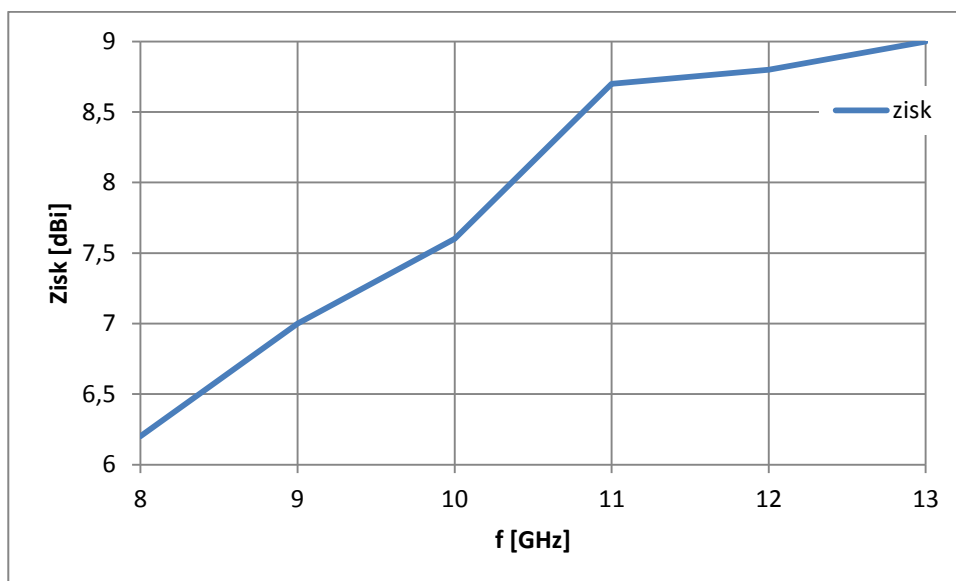


Obr. 25: Vyzařovací diagram v E rovině pro kmitočty 8 GHz, 10 GHz a 12 GHz



Obr. 26: Vyzařovací diagram v H rovině pro kmitočty 8 GHz, 10 GHz a 12 GHz.

Z grafů směrových charakteristik obr. 25,26 je zřejmé, že s rostoucím kmitočtem se hlavní lalok v rovině E i H zužuje, to má za následek vyšší zisk při vyšších kmitočtech (viz tab. 7 a obr. 27). V rovině E se s rostoucím kmitočtem snižuje potlačení bočních laloků, zatímco v rovině H je tomu opačně, tedy s rostoucím kmitočtem se potlačení bočních laloků snižuje.



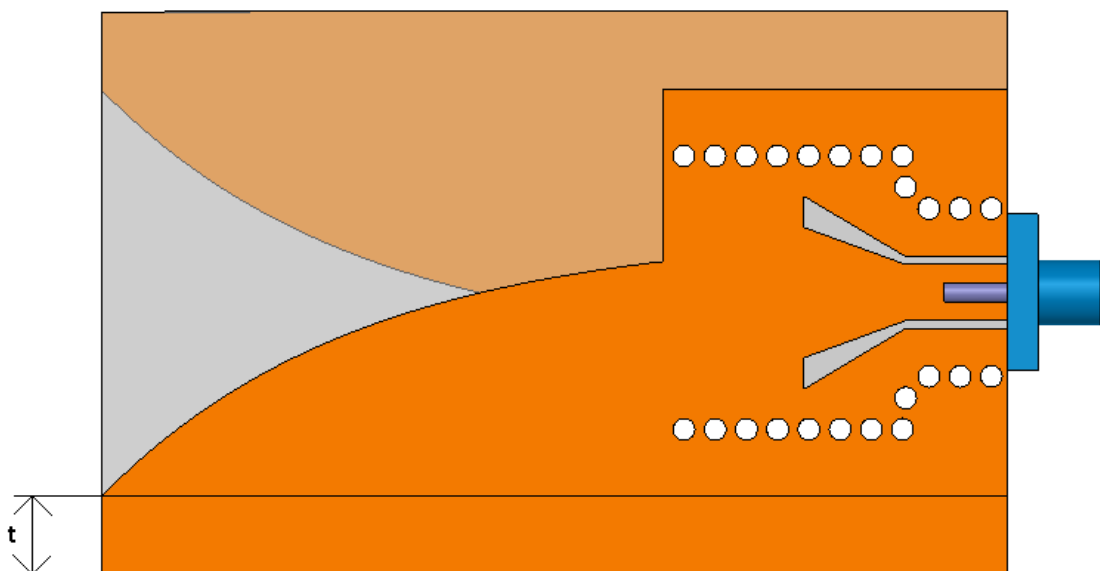
Obr. 27: Zisk antény v závislosti na frekvenci

f [GHz]	8	9	10	11	12	13
Zisk [dBi]	6,2	7,0	7,6	8,7	8,8	9,0

Tab. 7: Zisk antény v závislosti na frekvenci

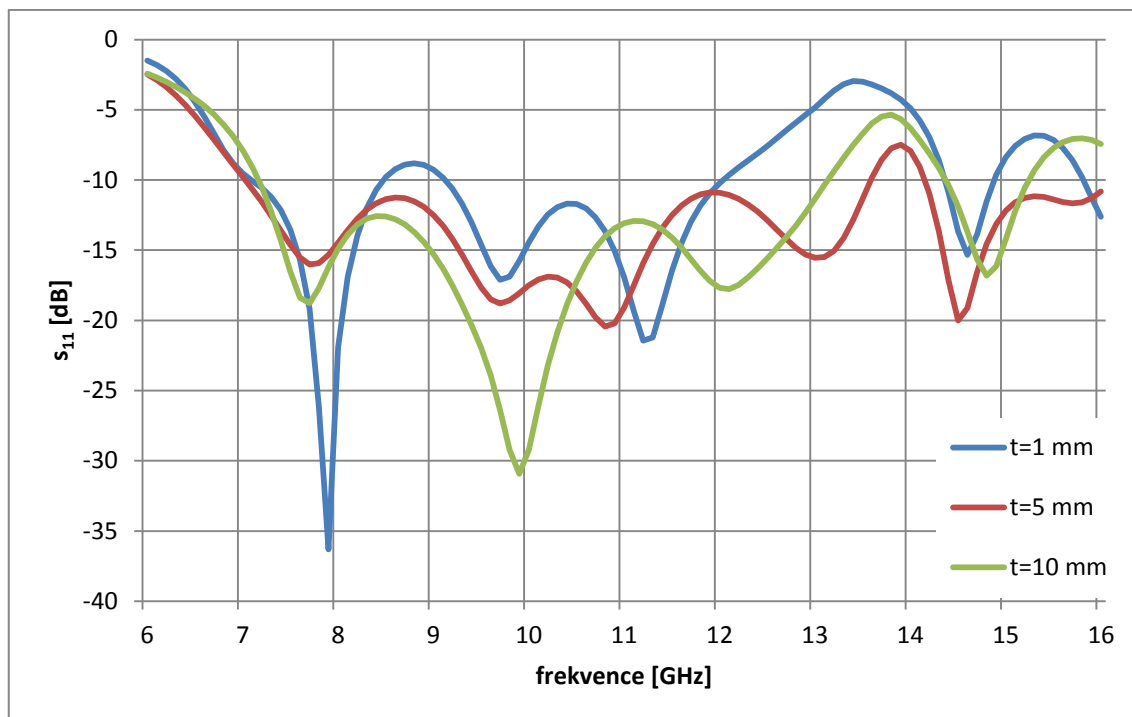
3.2.2 Vliv rozšíření zemní plochy na vlastnosti antény

K oběma ramenům antény byla přidána zemní plocha (viz obr. 28) o šířce t a následně byly sledovány vlivy této zemní plochy na vlastnosti antény. Rozšíření zemní plochy zajišťuje vyšší zisk a malé odchylky v rozměrech zemní plochy mají pouze nepatrný vliv na vlastnosti antény (viz tab. 8).



Obr. 28: Rozšíření zemní plochy

Rozsah šířky zemní plochy je v rozmezí 1 až 10 mm s krokem 1 mm a je sledován vliv na šířku pásma a zisk antény. Na obr. 29 je znázorněna závislost činitele odrazu na frekvenci, pouze pro 3 vybrané šířky zemní plochy, kvůli přehlednosti.



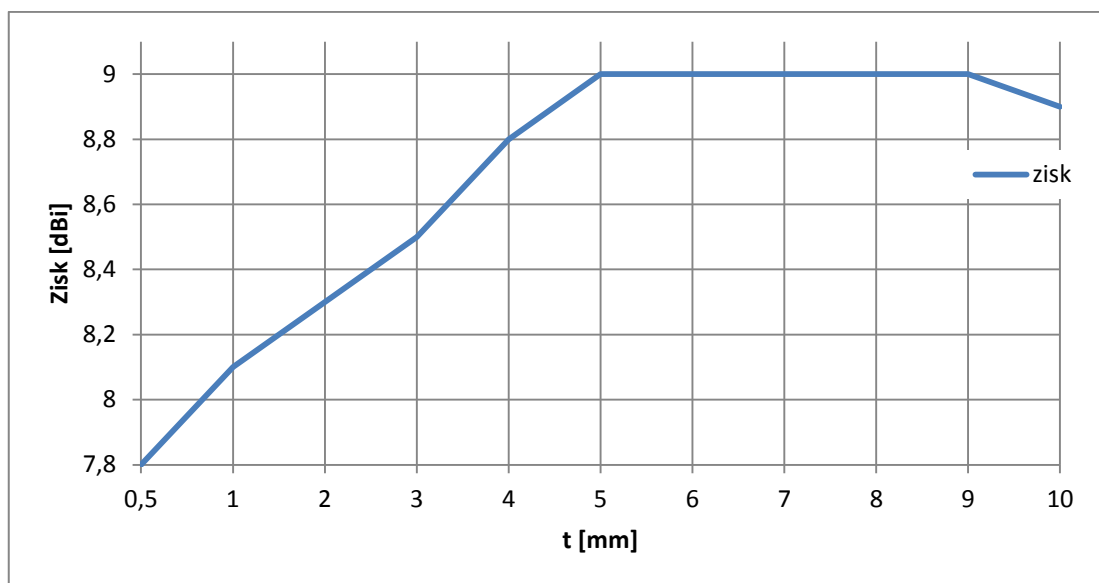
Obr. 29: Vliv přesahu zemní plochy na činitel odrazu a šířku pásma

Z grafické závislosti činitele odrazu na frekvenci pro tři vybrané velikosti přesahu zemní plochy na obr. 29 je zřejmé, že při malém přesahu zemní plochy $t = 1$ mm vykazuje činitel odrazu horší hodnoty oproti anténě bez přesahu zemní plochy, která jevila šířku pásma 5,5 GHz (viz obr. 24). Avšak při přesahu zemní plochy 5 mm a 10 mm je pozorovatelný nárůst šířky pásma oproti anténě bez přesahu zemní plochy (viz tab. 8).

$B_{s_{11}=-10\text{dB}}$ [GHz]	6,6	6
t [mm]	5	10

Tab. 8: Šířka pásma pro dvě hodnoty přesahu zemní plochy

Ze závislosti zisku na přesahu zemní plochy na obr. 30, je vybrán optimální přesah $t = 5$ mm, při kterém vzroste zisk antény na 9 dBi a šířka pásma na 6,6 GHz. Odečtené hodnoty z tab. 9 ukazují, že další zvětšování přesahu zemní plochy antény nejeví vyšší zisk ani šířku pásma.

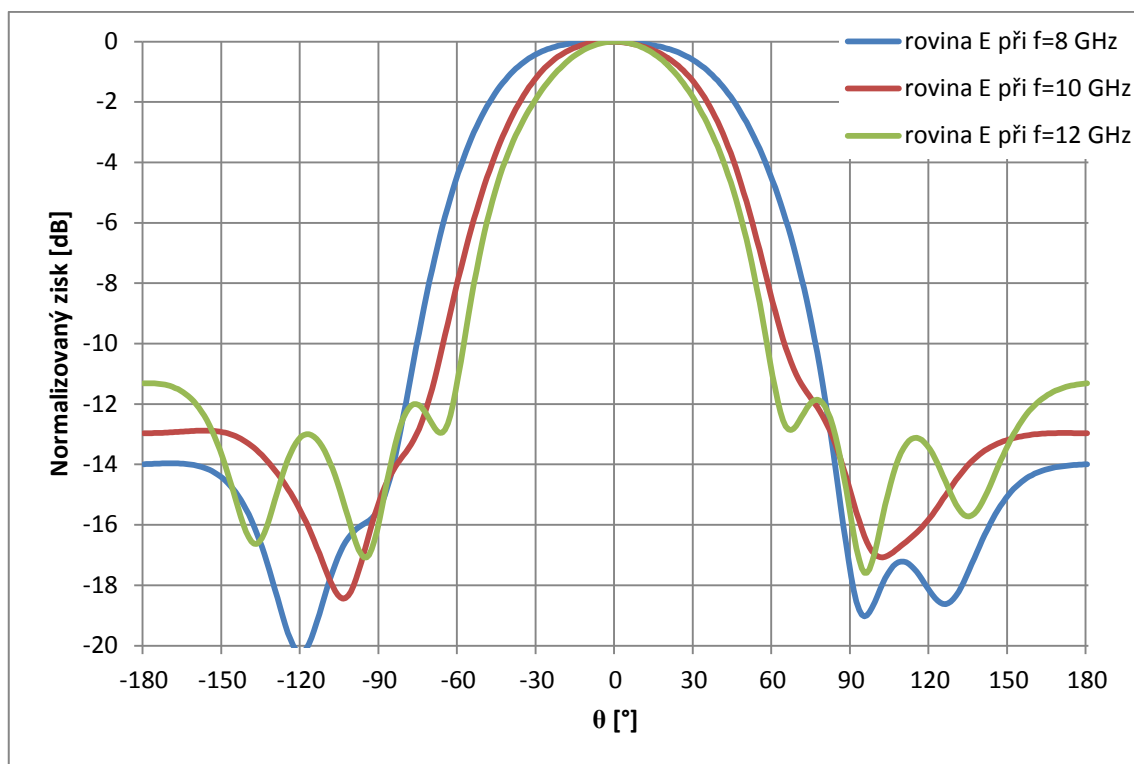


Obr. 30: Vliv přesahu zemnicí plochy na zisk při $f = 10$ GHz

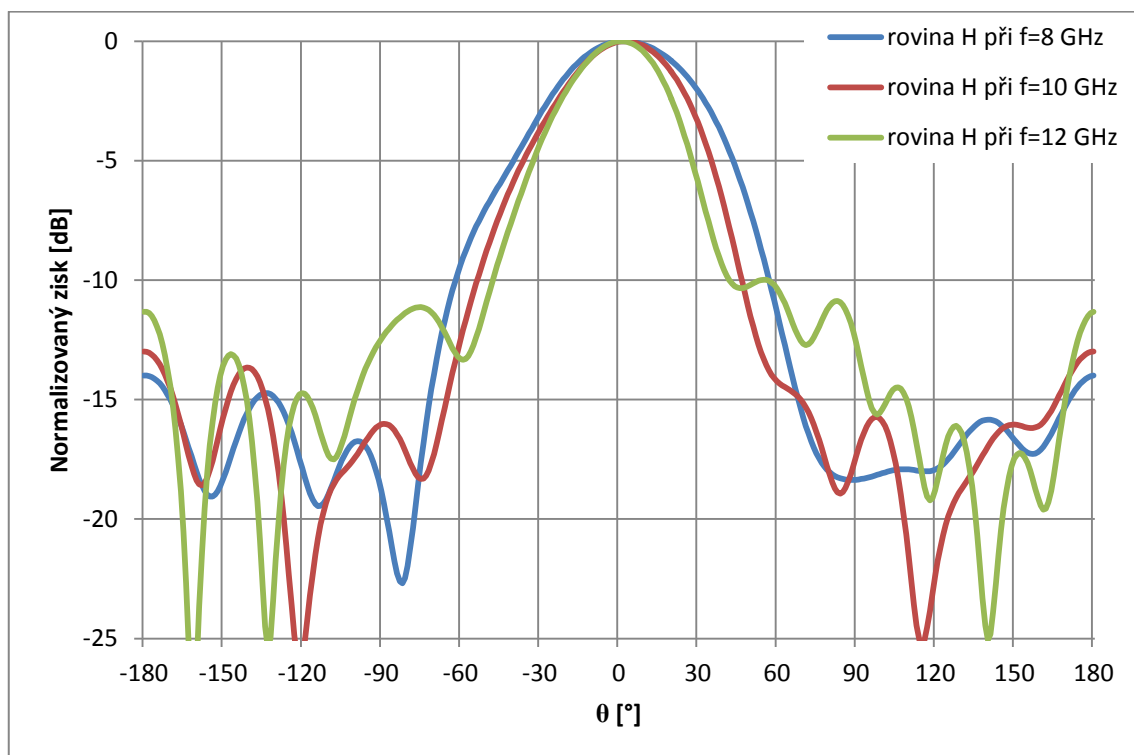
t [mm]	0,5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Zisk [dBi]	7,8	8,1	8,3	8,5	8,8	9,0	9,0	9,0	9,0	9,0	8,9

Tab. 9: Zisk v závislosti na velikosti přesahu zemnicí plochy při $f = 10$ GHz

Z grafů směrových charakteristik obr. 31,32 je zřejmé, že s rostoucím kmitočtem se hlavní lalok v rovině E i H zužuje, to má za následek vyšší zisk při vyšších kmitočtech (viz tab. 10). V rovině E i H se s rostoucím kmitočtem snižuje potlačení bočních laloků.



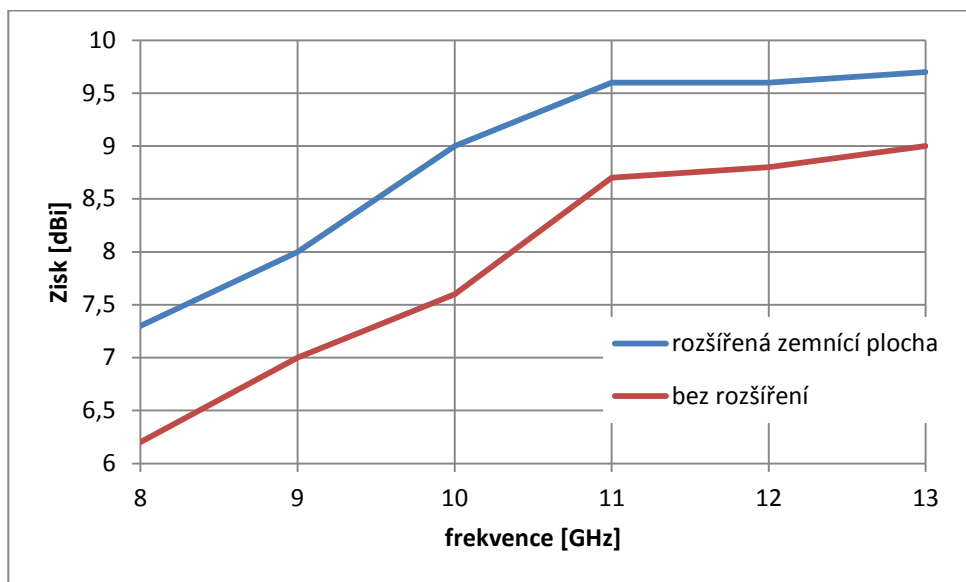
Obr. 31: Vyzařovací diagram v E rovině pro kmitočty 8 GHz, 10 GHz a 12 GHz



Obr. 32: Vyzařovací diagram v H rovině pro kmitočty 8 GHz, 10 GHz a 12 GHz

f [GHz]	8	9	10	11	12	13
Zisk [dBi]	7,3	8,0	9,0	9,6	9,6	9,7

Tab. 10: Zisk antény v závislosti na frekvenci

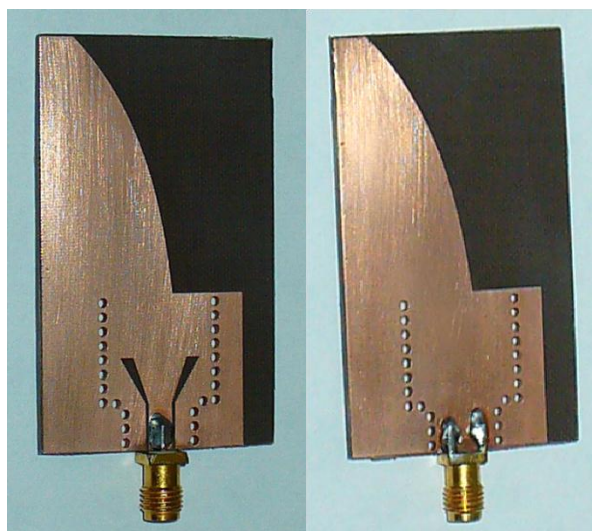


Obr. 33: Zisk antény s rozšířenou zemí a bez rozšířené země v závislosti na frekvenci

Z grafů na obr. 33 je zřejmé, že s rostoucím kmitočtem se zisk antény zvyšuje. Díky rozšíření zemní plochy $t = 5$ mm, vykazuje Vivaldiho anténa o 1,1 dB větší zisk na všech simulovaných kmitočtech. Směrové charakteristiky antény s rozšířenou zemí mají v rovině E téměř totožný průběh jako anténa bez rozšířené země. U směrové charakteristiky v rovině H došlo u antény s rozšířenou zemí při frekvenci 8 GHz k většímu potlačení bočních laloků a při frekvenci 12 GHz naopak k menšímu potlačení bočních laloků (viz obr. 25,26,31,32).

4 REALIZACE VIVALDIHO ANTÉNY

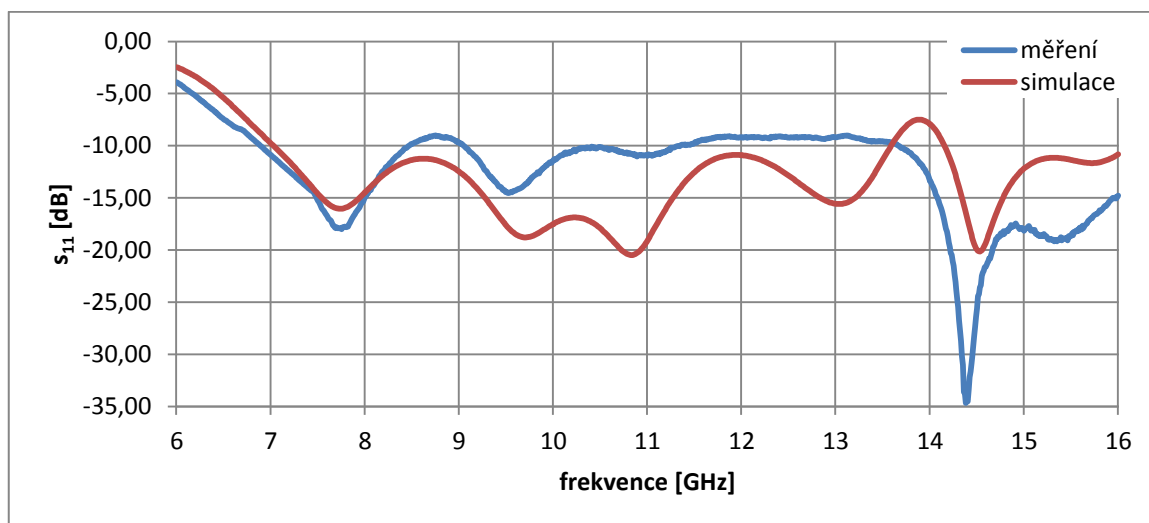
Po návrhu v minulé kapitole, byla výsledná Vivaldiho anténa následovně vyleptána a vyrobena v dílně UREL na substrát Arlon Cuclad 217 a byl k ní připájen konektor SMA (obr. 34).



Obr. 34: Zrealizovaná Vivaldiho anténa

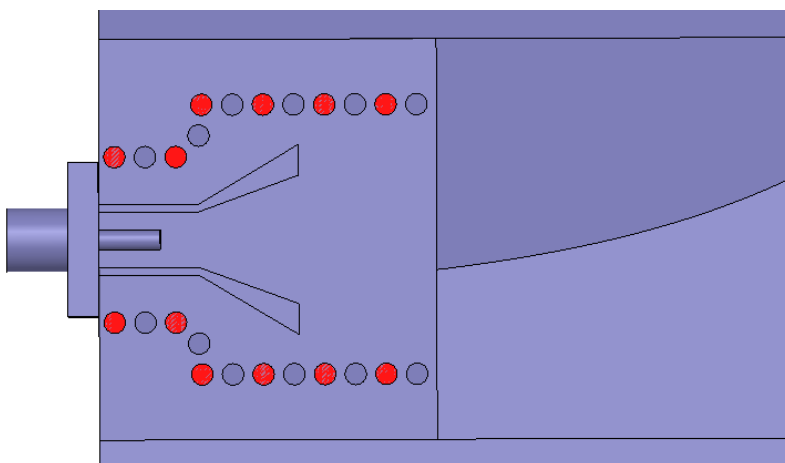
4.1 Měření Vivaldiho antény

Tato kapitola se zabývá porovnáním naměřených hodnot s hodnotami výsledků simulací, které byly získány pomocí simulačního programu Ansoft HFSS. Na obr. 35 jsou porovnány činitele odrazů simulované a vyrobené Vivaldiho antény.

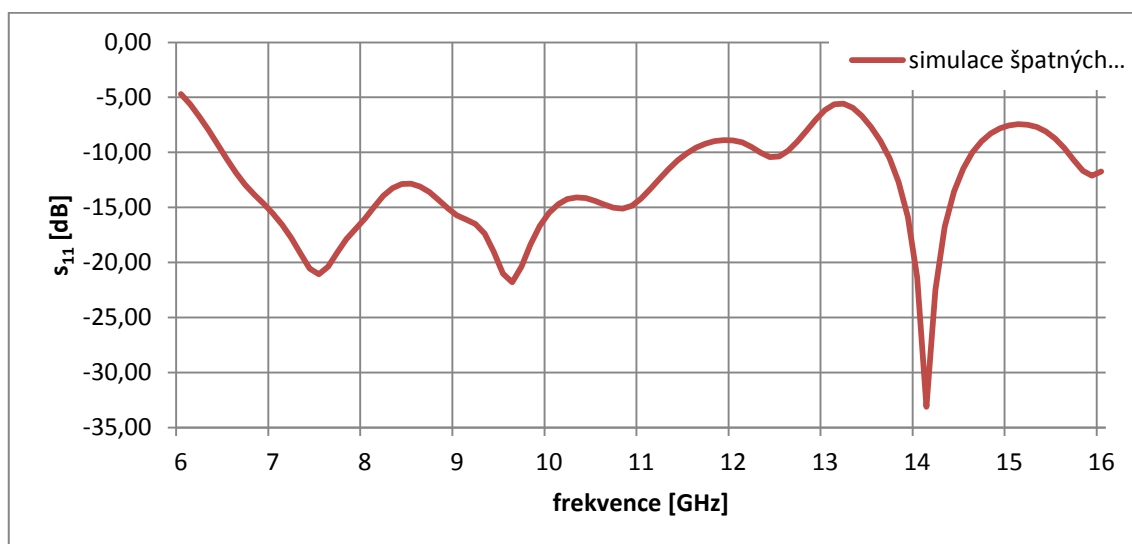


Obr. 35: Činitel odrazu simulované a měřené antény.

Naměřené hodnoty činitele odrazu s_{11} realizované antény nevykazují příliš dobrou shodu s hodnotami simulovanými (viz obr. 35). Výše uvedené výsledky nás vedli k zamyšlení a k hledání příčiny této neshody výsledků. S velkou pravděpodobností za tímto stojí špatné prokovení, neboť chyba měření je pouze 0,5 dB a rozměry Vivaldiho antény jsou v pořádku. Proto byla provedena v simulačním programu řada simulací, která měla demonstrovat různé kombinace poškozených prokovů. Na obr. 36 je kombinace poškozených (červených) prokovů, která se jeví jako možná příčina.



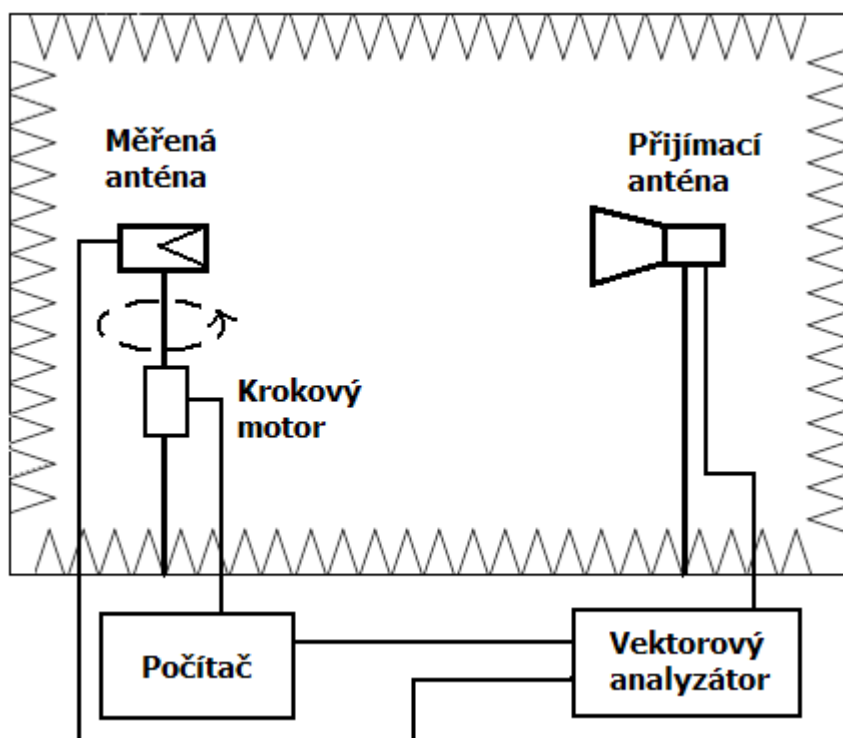
Obr. 36: Kombinace poškozených prokovů



Obr. 37: Činitel odrazu simulované kombinace poškozených prokovů

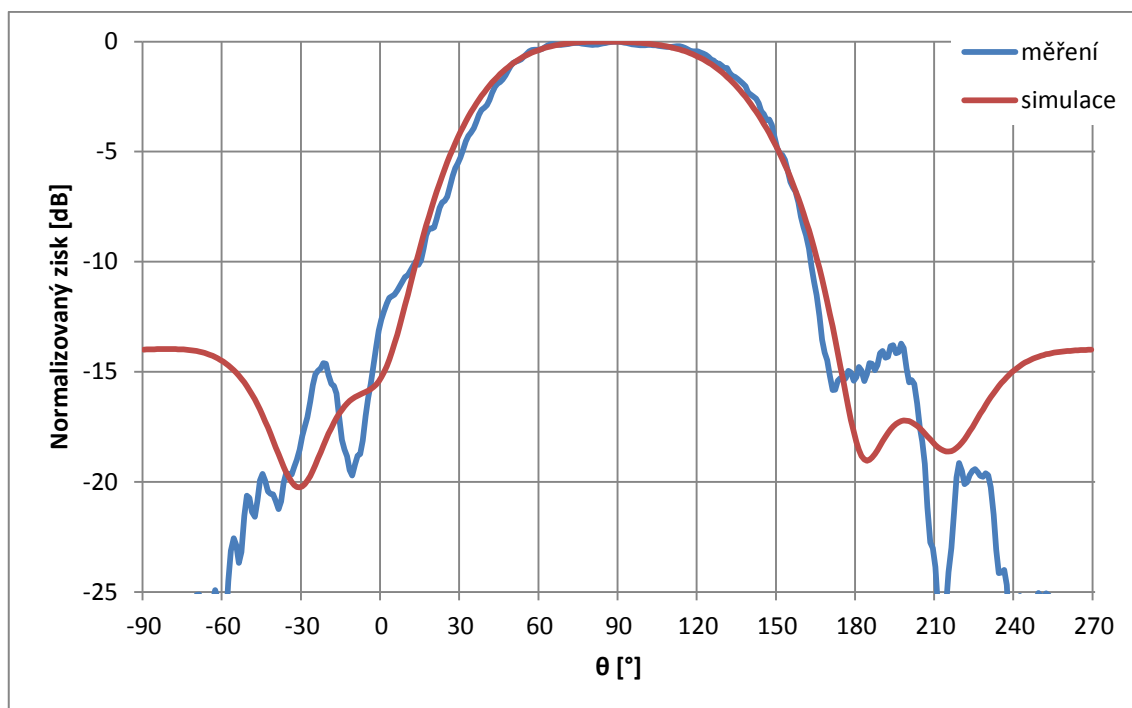
Na obr. 37 je simulován činitel odrazu kombinace poškozených prokovů z obr. 36. Mezi činitelem odrazu měřené Vivaldiho antény na obr. 35 a činitelem odrazu simulované kombinace poškozených prokovů může být pozorována podobnost. S největší pravděpodobností za neshodný výsledek se simulací může špatné prokovení.

V bezodrazové komoře v laboratoři UREL byly změřeny směrové charakteristiky zrealizované antény pomocí měřáku NSI 2000. Měřicí pracoviště bylo přibližně uspořádáno přibližně dle Obr. 38.

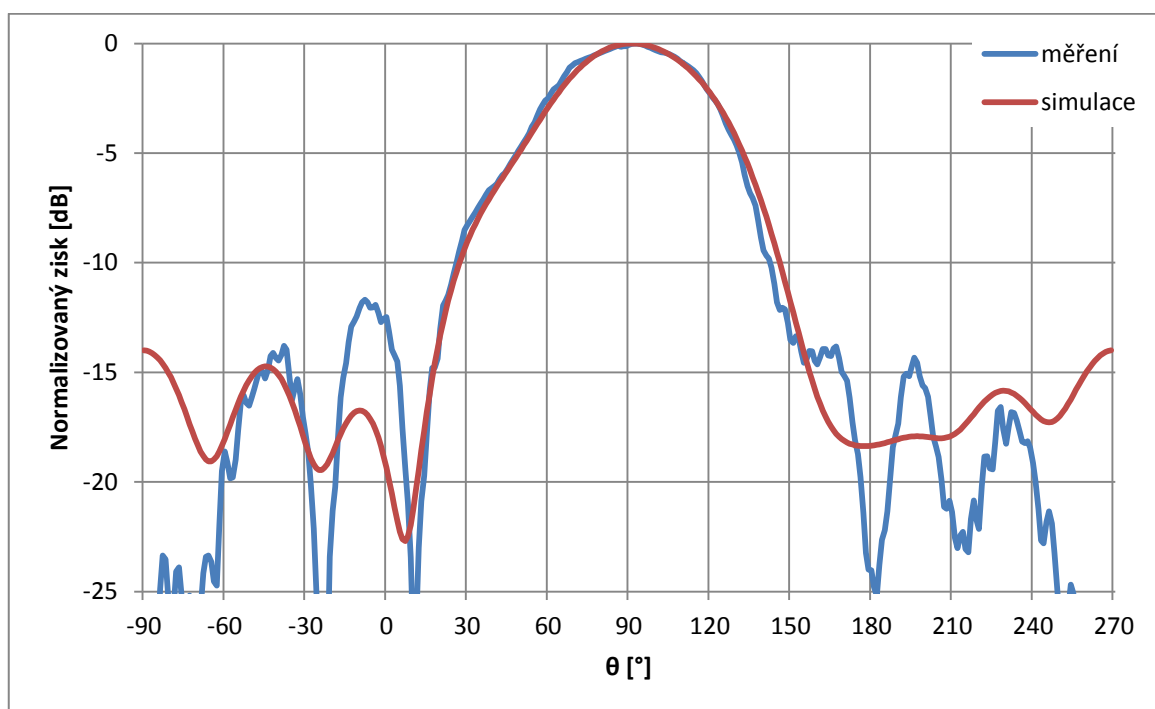


Obr. 38: Uspořádání měřicího pracoviště.

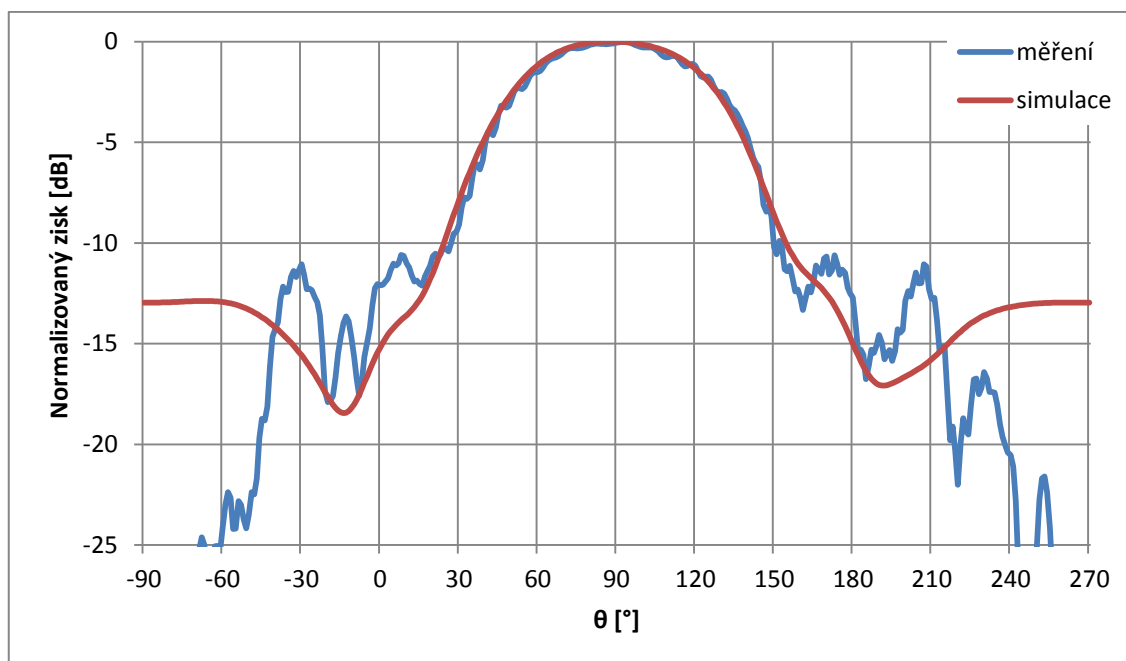
Měřená anténa je připojena k jednomu kanálu vektorového analyzátoru a upevněna na otočném podstavci s krokovým motorem. Krok motoru je ovládán pomocí PC, kde lze nastavit velikost azimutu otočení antény. Směrová charakteristika měřené antény je měřena anténou směrovou, v tomto případě trýchtýřovitou 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. Z měření však není možné určit zisk antény, jelikož není oceňovaná přenosová cesta mezi anténami. Zisk pro tuto konfiguraci měřicího pracoviště by bylo možné měřit pouze pro stejné antény (měřená i přijímací) nebo s metodou 3 antén, kdy jedna z nich je referenční. Anténa je změřena na frekvencích 8,10 a 12 GHz v rovinách směrové charakteristiky E a H, viz Obr. 39-44.



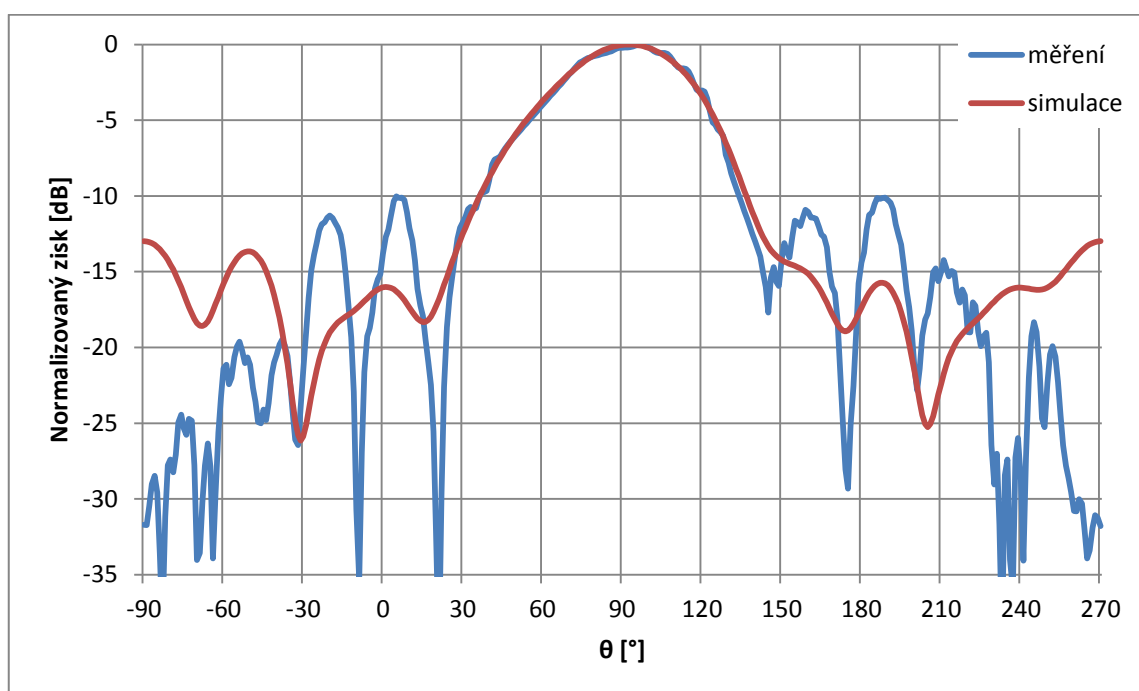
Obr. 39: Vyzařovací diagram v E rovině pro kmitočet 8 GHz



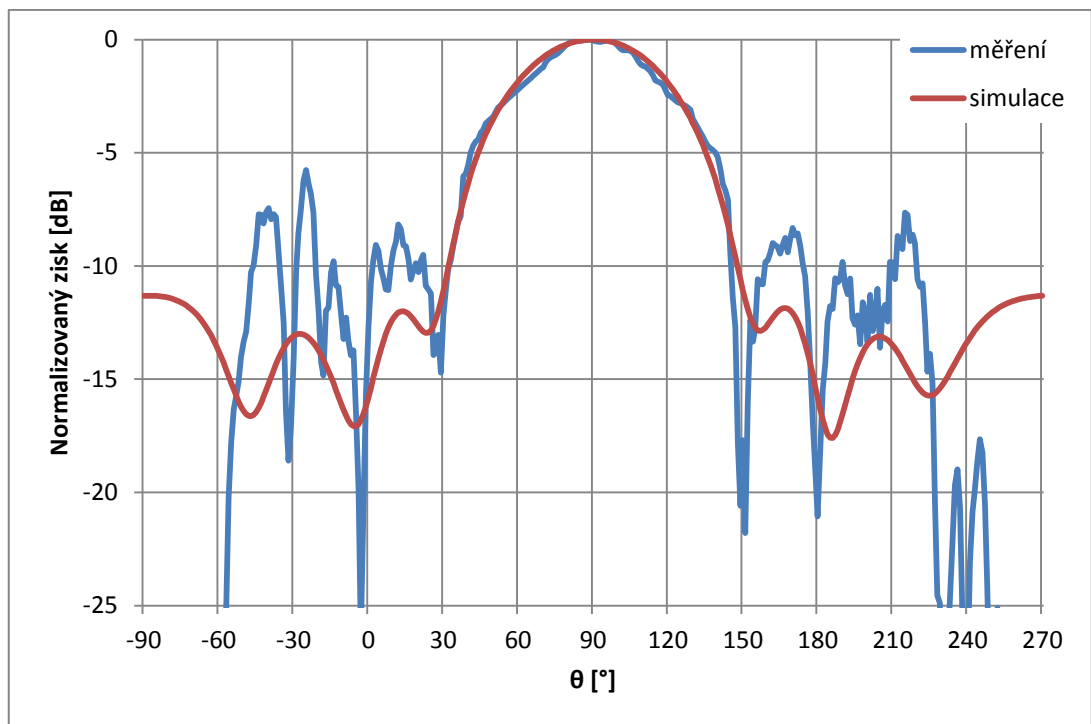
Obr. 40: Vyzařovací diagram v H rovině pro kmitočet 8 GHz



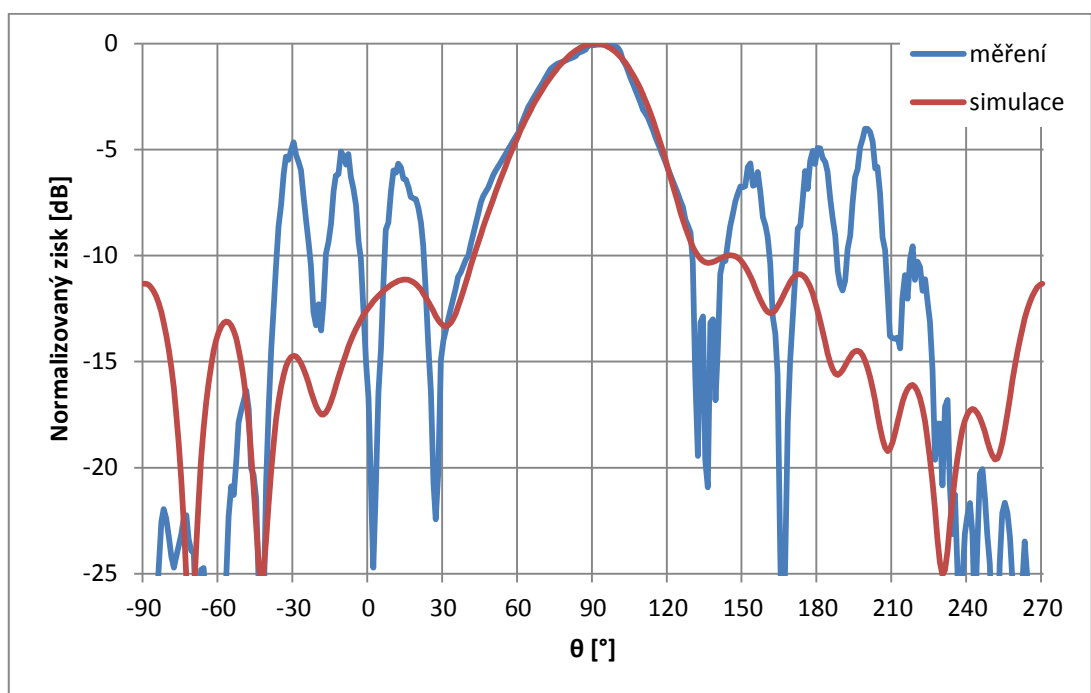
Obr. 41: Vyzařovací diagram v E rovině pro kmitočet 10 GHz



Obr. 42: Vyzařovací diagram v H rovině pro kmitočet 10 GHz



Obr. 43: Vyzařovací diagram v E rovině pro kmitočet 12 GHz



Obr. 44: Vyzařovací diagram v H rovině pro kmitočet 12 GHz

Směrové charakteristiky v hlavních lalocích přibližně odpovídají simulovaným výsledkům. V rovině E i H na měřených kmitočtech vykazuje měřená anténa větší boční laloky (až o 7 dB) než simulovaná anténa, zvláště na měřené frekvenci 12 GHz. Na měření směrových charakteristik musíme brát v úvahu pouze záření s posunem 90° od středu hlavního laloku na obě strany, neboť záření za anténu je vysoce ovlivňováno (zkreslováno) upevňovacím zařízením a vedením signálu do antény.

5 ZÁVĚR

V bakalářské práci je prostudován postup návrhu Vivaldiho antény 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 uzemněného koplanárního vedení na strukturu SIW. Velkou výhodou je téměř nulové parazitní vyzařování přechodu a širokopásmovost.

Praktická část práce je soustředěna na návrh a realizaci Vivaldiho antény na bázi SIW. Anténa je navržena a realizována na substrát Arlon CuClad 217. Jelikož se jedná o širokopásmovou anténu, byly rozměry a parametry antény optimalizovány pro maximalizaci impedanční šířky pásma s co nejmenšími bočními laloky. Dosažená šířka pásma je u simulované antény 5,5 GHz, s potlačenými bočními laloky 11 dB. Zisk ze simulace je pro frekvenci 10 GHz 9 dBi, přičemž s rostoucí frekvencí se zisk zvyšuje.

Naměřené hodnoty činitele odrazu s_{11} realizované antény nevykazují příliš dobrou shodu s hodnotami simulovanými. Výše uvedené výsledky vedli k zamyšlení a k hledání příčiny této neshody výsledků. S velkou pravděpodobností za tímto stojí špatné prokovení. Proto byla provedena v simulačním programu řada simulací, která měla demonstrovat různé kombinace poškozených prokovů. Směrové charakteristiky v hlavních lalocích odpovídají simulovaným výsledkům. V rovině E i H na měřených kmitočtech vykazuje měřená anténa větší boční laloky než simulovaná anténa.

LITERATURA

- [1] LIN, S., YANG, S., FATHY, E. Development of a novel uwb vivaldi antenna array using siw technology. *Progress In Electromagnetics Research*. 2009, PIER 90, p. 369-384.
- [2] BALANIS, A. C. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2/E. New York: J. Wiley & Sons, 1996.
- [3] RAIDA, Z. *BEVA: měření směrových charakteristik antén*. Návod laboratorního cvičení. Dostupné na www: < http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/beva/lab/navod_06.pdf>.
- [4] HANUS, S., SVAČINA, J. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002.
- [5] NOVÁČEK, Z. *Elektromagnetické vlny, antény a vedení*. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006.
- [6] JIRAK, Josef, et. al. *Materiály a technická dokumentace* . Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2006. 129s
- [7] SEDLÁČEK, P., MIKULÁŠEK, T. Štěrbinová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu . *Elektrorevue*. 2012, vydání 61, p. 1-5.
- [8] YAN, L., et. al. Investigations on the propagation characteristics of the substrated waveguide based on the method of lines. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2005, vol. 152, no. 1, p. 35-42.
- [9] DESLANDES, D., WU, K. Analysis and Design of Current Probe Transition from Grounded Coplanar to Substrate Integrated Rectangular waveguides . *IEEE Transactions on Microwave Workshop Theory and Technics* . 2005, vol. 53, no. 8, p. 2487-2494.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

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_{sk}	skupinová rychlost vlny ve vlnovodu
v_{f}	fázová 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
γ	konstanta šíření
SIW	vlnovod integrovaný do substrátu
RWG	klasický obdélníkový vlnovod
UWB	širokopásmovou
PEC	perfektně elektrický vodič
E	vektor intenzity elektrického pole
H	vektor intenzity magnetického pole
γ_{ekv}	ekvivalentní konstanta šíření
Z_{ekv}	ekvivalentní impedance
γ_{GCPW}	konstanta šíření pro uzemněný koplanární vlnovod
β	měrný útlum
$\text{tg } \delta$	ztrátový činitel
α	fázová konstanta
m, n	vidová čísla
h	tloušťka substrátu, délka vedení proudové sondy

p	rozteč prokův
d	průměr prokův
s_{11}	rozptylový parametr, činitel odrazu na vstupu brány 1
c	rychlost šíření elektromagnetické vlny
s_{12}	rozptylový parametr, činitel přenosu mezi bránou 1 a 2
$\bar{a}$	příčná strana obdélníkového vlnovodu RWG
Z	impedance
Z_0	charakteristická impedance
a_{RWG}	příčná strana obdélníkového vlnovodu RWG