



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

DIELEKTRICKÁ REZONÁTOROVÁ ANTÉNA INTEGROVANÁ DO SUBSTRÁTU

SUBSTRATE INTEGRATED DIELECTRIC RESONATOR ANTENNA

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Lukáš Jedlička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Mrnka

BRNO 2017



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: Lukáš Jedlička

ID: 170272

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Dielektrická rezonátorová anténa integrovaná do substrátu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte základní vlastnosti a postupy návrhu dielektrických rezonátorových antén [1] a možnosti jejich integrace do substrátu [2]. Vytvořte jednoduchý numerický model antény ve vhodném simulačním prostředí (CST Microwave Studio) a anténu vyladte do rezonance na zvoleném kmitočtu. Při návrhu uvažujte napájení pomocí do substrátu integrovaného vlnovodu. Na základě získaných rozměrů vytvořte model do substrátu integrované dielektrické rezonátorové antény, kde bude rozhraní dielektrikum-vzduch tvořeno vrtanými otvory a celá anténní struktura tak bude tvořena jenom jednou vrstvou pokoveného dielektrického substrátu.

Optimalizujte velikost a hustotu otvorů jednovrstvé anténní struktury tak, aby byla zachována co možná nejvyšší hodnota vyzařovací účinnosti. Anténu vyrobte, změřte její impedanční a vyzařovací charakteristiky a dosažené výsledky srovnajte s výsledky simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PETOSA, A., Dielectric Resonator Antennas Handbook, Artech House Antennas and Propagation Library, 2007.

[2] GONG, Ke a Xue Hui HU. Low-Profile Substrate Integrated Dielectric Resonator Antenna Implemented With PCB Process, in Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol.13, no., pp.1023-1026, 2014.

Termín zadání: 6. 2. 2017

Termín odevzdání: 30.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Michal Mrnka

Konzultant:



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

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Bakalářská práce se zabývá návrhem dielektrické rezonátorové antény v mikrovlnném pásmu X, kde je rezonátor tvořen pomocí perforací mikrovlnného substrátu. Celá anténa je tvořena dvěma vrstvami. Anténa je napájena vlnovodem integrovaným do substrátu. Je popsán návrh rozměrů pro dosažení požadované rezonanční frekvence dielektrického rezonátoru a integrace rezonátoru. Celá anténa je modelována v programu CST Microwave Studio.

ABSTRACT

The bachelor's thesis deals with the design of the dielectric resonator antenna in the microwave band X, where the resonator is made by air perforations. The antenna is made by two layers. The antenna is supplied by the substrate integrated waveguide. The design of the dimensions to achieve the desired resonance frequency of the dielectric resonator and integration of resonator is described. The whole antenna is designed in the CST Microwave Studio software.

KLÍČOVÁ SLOVA

Dielektrická rezonátorová anténa, perforace dielektrika, SIW, vlnovod, šterbina, anténa.

KEYWORDS

Dielectric resonator antenna, perforations of dielectric, SIW, waveguide, aperture coupling, antenna.

JEDLIČKA, L. *Dielektrická rezonátorová anténa integrovaná do substrátu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 53 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Michal Mrnka.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Dielektrická rezonátorová anténa integrovaná 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 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. Michalu Mrnkovi za skvělou pedagogickou i odbornou pomoc a cenné rady.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	x
Úvod	1
1 Dielektrické rezonátorové antény	2
1.1 Úvod.....	2
1.2 Základní tvary dielektrického rezonátoru	2
1.3 Možnosti napájení.....	3
2 Návrh Diektrického rezonátoru	6
2.1 Volba substrátu	6
2.2 Návrh DR.....	6
2.3 Návrh štěrbiny.....	8
2.4 Výsledky simulací.....	9
3 SIW vlnovod	14
3.1 Srovnání klasického a SIW vlnovodu.....	14
3.2 Rozložení pole ve vlnovodu	15
3.3 Návrh SIW	15
3.4 Přejchod běžných vedení k SIW	18
4 Návrh Antény	22
4.1 Umístění slotu ve vlnovodu	22
4.2 Vliv velikosti zemní plochy	24
5 Perforovaná DRA	26
5.1 Perforované dielektrikum aproximováno homogenním substrátem.....	27
5.2 Perforované dielektrikum tvořené skutečnými dírami.....	28
6 Návrh a realizace	30
6.1 Srovnání klasické a perforované DRA	30
7 Srovnání výsledků simulace a Měření	34
8 Závěr	37

Literatura	38
Seznam symbolů, veličin a zkratk	39
Seznam příloh	41
A Fotografie vyrobené DRA	42
B Obsah přiloženého CD	43

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1: Buzení štěrbinou pomocí mikropáskového, koaxiálního a vlnovodového vedení [1]	3
Obrázek 1.2: Napájení pomocí sondy [1]	4
Obrázek 2.1: Kvádrový dielektrický rezonátor	6
Obrázek 2.2: Řešení transcendentní rovnice pomocí grafické metody	8
Obrázek 2.3: Model dielektrického rezonátoru napájeného slotem v CST MW	10
Obrázek 2.4: Činitel odrazu S_{11} pro velikost DR $2h$ a $3h$	11
Obrázek 2.5: Činitel odrazu S_{11} pro velikost DR $4h$ a $5h$	11
Obrázek 2.6: Rozložení pole ve štěrbině pod DR	12
Obrázek 2.7: Rozložení pole v DR v rovině yz	13
Obrázek 3.1: Typy vlnovodů	14
Obrázek 3.2: Volba parametrů prokovů [8]	16
Obrázek 3.3: Vlnovod integrovaný do substrátu [8]	17
Obrázek 3.4: Možný způsob mikropáskového přechodu do SIW [14]	18
Obrázek 3.5: Vliv velikosti L_t a w_t na činitele odrazu S_{11}	20
Obrázek 3.6: Vliv velikosti L_t a w_t na přenos S_{21}	20
Obrázek 3.7: Rozložení pole pod mikropáskem a vlnovodem rovinou xy	21
Obrázek 3.8: Rozložení pole vedením rovinou yz	21
Obrázek 4.1: Vliv umístění slotu od zkratu na konci SIWu [3]	22
Obrázek 4.2: Vliv pozice slotu na činitel odrazu S_{11}	23
Obrázek 4.3: Vliv pozice x_x na činitel odrazu S_{11}	24
Obrázek 4.4: Vliv zemní roviny na vyzařovací charakteristiku v rovině E	25
Obrázek 5.1: Děrování DR [9]	26
Obrázek 5.2: Vliv poměru D/s tvořené homogenním okolím	28
Obrázek 5.3: Vliv poměru D/s na skutečné perforace	29
Obrázek 6.1: Model klasické DRA (vlevo), model perforované DRA (vpravo)	30
Obrázek 6.2: Činitel odrazu S_{11} pro klasickou a perforovanou DRA	31
Obrázek 6.3: Směrnost v H rovině $f = 8,6$ GHz	32
Obrázek 6.4: Směrnost v E rovině $f = 8,6$ GHz	32
Obrázek 6.5: 3D směrová char. klasická DRA (vlevo), perforovaná DRA (vpravo)	33

Obrázek 7.1: Upravený model.....	34
Obrázek 7.2: Simulovaný a změřený průběh činitele odrazu S_{11}	35
Obrázek 7.3: Simulovaný a změřený průběh v E rovině $f = 8,4$ Ghz	36
Obrázek 7.4: Simulovaný a změřený průběh v H rovině $f = 8,4$ Ghz.....	36

SEZNAM TABULEK

Tabulka 2.1: Vypočítané a simulované pracovní frekvence pro různé délky stran	10
Tabulka 2.2: Výsledky simulace pro různé velikosti DR napájeného slotem	12
Tabulka 5.1: Efektivní permitivita pro různé poměry D/s	27

ÚVOD

Důvodů pro posun k využívání stále vyšších kmitočtových pásem je mnoho. Nižší pásma začínají být obsazena a poptávka po stále rychlejších komunikacích roste, proto nezbyvá nic jiného než přecházet na stále vyšší frekvence. Tato práce se konkrétně zabývá návrhem antény pracující v mikrovlnném pásmu X. S rostoucí frekvencí v klasických metalických anténách vznikají značné vodivostní ztráty, naproti tomu dielektrické rezonátorové antény prokazují tyto ztráty velmi nízké. Ve srovnání s planárními flíčkovými anténami nabízí mnohem větší šířku pásma. Skloubení dielektrických rezonátorů a technologie vlnovodů integrovaných do substrátu dále jen SIW prokazuje atraktivní vlastnosti, a právě díky možnosti planární výroby je to ideální kandidát pro práci v pásmu centimetrových a milimetrových aplikací. Toto spojení nabízí zajímavý vzhled, nízké profily a malé rozměry, nízké vodivostní ztráty, vysoké účinnosti vyzařování, dobrý předozadní poměr a velká šířka pásma. Cílem této práce je navrhnout dielektrickou rezonátorovou anténu napájenou vlnovodem integrovaným do substrátu a vytvořit vhodný model v prostředí CST Microwave studio, kde samotný rezonátor bude integrován do substrátu a celá struktura bude tvořena dvěma vrstvami.

1 DIELEKTRICKÉ REZONÁTOROVÉ ANTÉNY

V této kapitole budou představeny vlastnosti a možnosti dielektrických rezonátorových antén. Dále zde budou popsány možné způsoby buzení.

1.1 Úvod

Za poslední čtyři dekády byl učiněn významný vývoj v mnoha různých pohledech na dielektrické rezonátorové antény. Tento vývoj ukázal velký potenciál této technologie. Mikrovlnné rezonátory ve formě nekovových dielektrických kvádrů, polokoulí či toroidů poprvé teoreticky demonstroval už v roce 1939 Robert Richtmyer, ale v této době neměl dostupné vhodné materiály. Použití prvních nízko-ztrátových keramických materiálů vhodných pro realizaci bylo učiněno až o téměř 30 let později. První aplikace byly filtry a oscilátory, kde dielektrický rezonátor, dále jen DR, musel být stíněn, jako prevence vyzařování a zlepšení Q-faktoru. Odstraněním stínění a vhodným buzením bylo zjištěno, že dielektrikum lze použít jako účinnou anténu. [1].

1.1.1 Výhody dielektrických antén

Mezi hlavní výhody patří zejména malé rozměry, které jsou nepřímo úměrné odmocnině z relativní permitivity ϵ_r oproti velikosti ve vakuu, s tím je samozřejmě spojená nízká hmotnost a cena. V současnosti dostupné dielektrické materiály užívané k výrobě vykazují velmi nízké hodnoty ztrátového činitele $\text{tg } \delta$, což vede k vysoké účinnosti na velmi vysokých frekvencích, zatímco ztráty metalických antén mohou být v porovnání s dielektrickými anténami vysoké. Tyto antény mohou být napájeny různými mechanismy například sloty, sondy, mikropáskové vedení, koplanární vedení, což může vést ke snadné planární implementaci. Dnešní široké možnosti dielektrických konstant dovoluje návrháři snadnou kontrolu nad šířkou pásma a vlastní velikostí antény. Využití vícevidového režimu dovoluje unikátní rozložení pole a vyzařovacích charakteristik [1].

1.2 Základní tvary dielektrického rezonátoru

Dnes se DR jako antény používají zejména v pásmu centimetrových a milimetrových vln. DR se vyrábějí z vysoce jakostních materiálů, které zajišťují homogenní vlastnosti v celé struktuře, které mají ztrátový činitel $\text{tg } \delta$ v rozmezí od 10^{-3} po 10^{-4} a méně a relativní permitivitu ϵ_r v řádů desítek. Nejběžnější běžně používané tvary pro tvorbu DR jsou: polokoule, válec a kvádr. Pro polokulový tvar existují přesné analytické vztahy, kterými lze popsat mnoho rezonančních vidů. Kvádrové, válcové a jiné složitější tvary se popisují pomocí zjednodušených modelů. Díky tomu lze snadněji předvídat bez výpočtů rezonanční frekvence, Q-faktor záření či vyzařovací diagramy. Vstupní impedance může být určena pro mnoho různých napájení, například proudovou sondou či slotem. Nevýhodou polokulového tvaru je poměrně velká náročnost na výrobu, např. ve srovnání

s kvádrem, a co se týče návrhu, tak je její tvar jednoznačně definován [1].

Válcovité tvary DR nabízí více možností návrhu. Díky poměru výšky a poloměru válce lze měnit snadněji rezonanční frekvence či vyzařovací diagramy, nežli tomu bylo u polokulových DR, a i výroba je rovněž jednodušší [1].

Kvádrové DR nabízí největší možnosti návrhu ze zde vyjmenovaných právě díky dvěma poměrům délky a šířky a výšky a šířky. Proto lze například dosáhnout při dané relativní permitivitě a rezonanční frekvenci různých vyzařovacích charakteristik [1].

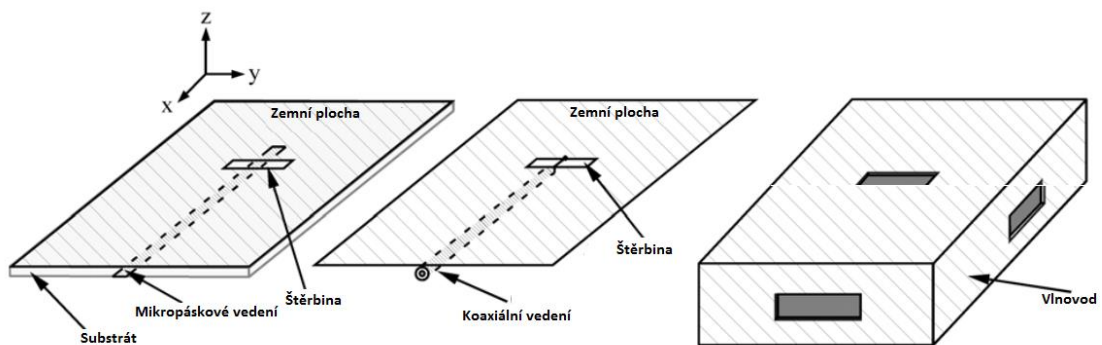
1.3 Možnosti napájení

Napájení je nedílnou součástí dielektrického rezonátoru a má nezanedbatelný vliv na rezonanční frekvenci a Q-faktor. V reálné aplikaci musí být energie směřována do DR skrze port. Ten může být jeden nebo hned několik. Co je určující, je jeho typ a umístění, díky tomu lze bez větších potíží řídit množství energie přenášené mezi portem a anténou. Aby bylo možné vybudit požadovaný vid, je nutné vybrat správný typ, velikost vazby a umístění portu. K tomu je potřeba znát alespoň přibližně rozložení elektrického a magnetického pole v DR a portu, pak lze s výhodou využít Lorentzův teorém reciprocity a teorii napájení rezonančních obvodů, což zde ale nebude popisováno [1][2].

Z této teorie plyne, že efektivního přenosu energie mezi DR a portem lze dosáhnout tak, že port neboli elektrický nebo magnetický zdroj je umístěn právě v maximu elektrického nebo magnetického pole izolovaného DR. V běžných aplikacích používá pouze jeden zdroj. Vybrané typy napájení jsou popsány v následující podkapitole [1].

1.3.1 Štěrbínové napájení

Jednou z nejčastějších metod je napájení pomocí štěrby umístěné zemní plochy pod DR, který může být libovolného tvaru. Tvary štěrby mohou být různé, obdélníkový, prstenový, C-tvar či křížový. Každý tvar dokáže vytvářet jinou polarizaci, například prstencovitý tvar se používá pro válcové DR nebo C-tvar či křížový se používá pro kruhovou polarizaci. Štěrbina se chová jako zdroj magnetického pole, kdy magnetický dipól leží v rovině štěrby při delší straně. Energie do samotné štěrby může být pak přiváděna skrze mikropáskové, koaxiální nebo vlnododové vedení, jak je vidět na obrázku 1.1 [1].

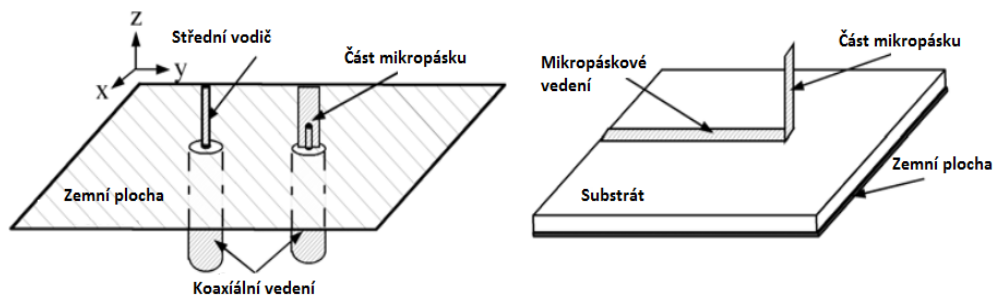


Obrázek 1.1: Buzení štěrby pomocí mikropáskového, koaxiálního a vlnododového vedení [1]

Výhodou je, že u vlnovodového a koaxiálního vedení nedochází k rušivému vyzařování. U mikropásku k vyzařování dochází, protože je to otevřené vedení. Mikropáskové a koaxiální vedení lze snadno pomocí pahýlu impedančně přizpůsobit k DRA. U vlnovodu pak může být štěrba umístěna jak v podélném, tak i v příčném směru. Rozměry štěrby pak lze ladit k požadované šířce pásma a činitele odrazu. Tento způsob lze používat v řádech GHz, neboť šířka štěrby koresponduje s vedenou vlnovou délkou v substrátu a pro nižší kmitočty by byly rozměry příliš velké [1][2].

1.3.2 Napájení sondou

Dalším běžným typem je napájení sondou. Což je v podstatě koaxiální vedení, kde stínící vodič je připojen k zemní rovině a střední vodič sám (nebo část mikropásku přivařená ke koaxiálnímu vedení) je vysunut kolmo nad zem. Obdobné konfigurace je možné použít i za pomoci mikropáskového vedení. Tuto skutečnost ilustruje obrázek 1.2. Střední vodič neboli sonda může být umístěna buď uvnitř nebo v okolí DR. V závislosti na umístění se mohou budít různé vidy. Vzhledem k napájecím účelům může být sonda považována za zdroj elektrického pole. Vazba mezi DR a sondou se pak volí výškou a polohou sondy. Po přizpůsobení pahýlem lze mikropáskové i koaxiální vedení snadno připojit do 50Ω systému, dále lze použít toto napájení na nižších kmitočtech než u štěrbinového napájení [1][2].



Obrázek 1.2: Napájení pomocí sondy [1]

1.3.3 Napájení koplanárním vedením

Dalším možným způsobem je koplanární vedení, kdy lze přímo otevřeným koplanárním vlnovodem napájet DR. Posouváním DR nad vedením lze nastavit požadovanou míru vazby. Impedančního přizpůsobení lze snadno dosáhnout pomocí přidání pahýlu nebo smyček. Jako u štěrbinového napájení, délka sondy by měla být volena dostatečně velká k zajištění správné funkce, avšak dostatečně malá k zamezení parazitního vyzařování [1].

1.3.4 Mikropáskové napájení

Poslední zde jmenované napájení může být pomocí mikropásku, kdy se DR umístí přímo na vedení (Direct Coupling) nebo vedle něj (Side Coupling). Tento způsob je výhodný při napájení více DR současně. Používá se pro vybudění TE vidu kvádrových DR a hybridního HE vidu pro válcové DR. Sílu vazby lze méně účinným způsobem regulovat vzdáleností mezi páskem v případě Side Coupling nebo délkou pásku pod DR v případě

Direct Coupling. Lepší způsob je zvyšování relativní permitivity DR, což ale snižuje šířku pásma a zhoršuje účinnost antény. Elegantní způsob, jak to vyřešit, je použití více-segmentového DR, kdy se vloží mezi mikropásek a DR vrstva nebo vrstvy s jinou relativní permitivitou. Vložená vrstva transformuje impedanci z DR k mikropásku tak, že koncentruje pole pod DR. Tato vrstva (vrstvy) může být tvořena několika dílčími vrstvami o různých tloušťkách s různými relativními permitivitami [1].

2 NÁVRH DIEKTRICKÉHO REZONÁTORU

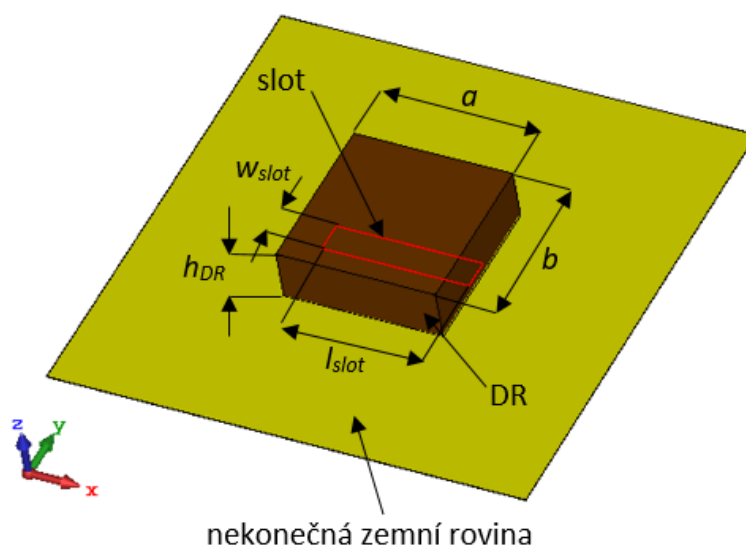
Cílem práce bylo vytvořit vhodný model kvádrového rezonátoru buzeného štěrbinou pomocí SIW vlnovodu, kde rezonátor bude integrován do substrátu za pomoci perforací substrátu. Návrh celé anténní struktury byl rozdělen do několika kroků. Nejprve je potřeba znát vlastnosti a vypočítat parametry dielektrického rezonátoru buzeného štěrbinou. To je popsáno v této kapitole. Dále je potřeba vypočítat rozměry použitého vlnovodu a díky rozložení pole ve vlnovodu vhodně umístit štěrbinu spolu dielektrickým rezonátorem na vlnovod. Naposledy budou zváženy možnosti integrace rezonátoru do substrátu pomocí vhodné technologie.

2.1 Volba substrátu

Pro návrh dielektrického rezonátoru byl zvolen materiál Arlon 1000, který je vhodný pro frekvence centimetrových (dále jen cm) a milimetrových (dále jen mm) vln. Materiál Arlon 1000 má relativní permitivitu $\epsilon_r = 10$, ztrátový činitel $\text{tg } \delta = 0,003$ a výšku $h = 3,175$ mm.

2.2 Návrh DR

Tvar rezonátoru byl zadán jako kvádr, který bude umístěn na zemní ploše. Kvádrový DR může být popsán třemi nezávislými parametry, a to délka a , šířka b a výška h . To je popsáno na obrázku 2.1. Protože se jedná o prvotní návrh, perforování substrátu DR se idealizuje jako homogenní vrstva vzduchu.



Obrázek 2.1: Kvádrový dielektrický rezonátor

K analýze takového DR je většinou použit dielektrický vlnododový model. V DR může být vybuzena jak transverzálně-elektromagnetická vlna (vid TE), tak i transverzálně-magnetická vlna (vid TM), nicméně pokud je DR umístěn nad zemní plochou, tak je typicky vybuzen TE vid [6]. Základní vid je TE_{111}^x . Rezonanční kmitočet takového vidu je definován vztahem (2.1) [1]:

$$f_0 = \frac{c \cdot k_0}{2\pi}, \quad (2.1)$$

kde f_0 je rezonanční frekvence, c je rychlost světla ve vakuu a k_0 je vlnové číslo ve vakuu. Vlnové čísla k_0 , k_x , k_y a k_z se spočítají podle rovnice 2.2, 2.3 a 2.4 [1]:

$$\varepsilon_r k_0^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 \quad (2.2)$$

$$k_y = \frac{n\pi}{b}, \quad (2.3)$$

$$k_z = \frac{m\pi}{2h}, \quad (2.4)$$

kde b , h jsou rozměry DR podle obrázku 2.1, n , m jsou vidová čísla, k_0 je vlnové číslo ve vakuu a k_x , k_y a k_z jsou vlnová čísla ve směrech os x , y a z . Při výpočtu k_z je nutné použít dvakrát výšku h , protože zemní plocha se chová jako reflektor. Podle principu zrcadlení vnikne obraz původního rezonátoru, ten má identické vlastnosti jako původní. Vektor intenzity elektrického pole má stejný směr a fázi jako zrcadlený obraz. Aby mohla být vyřešena rovnice 2.1, potažmo 2.2, je nutné najít vlnové číslo k_x . K tomu slouží následující transcendentní rovnice (2.5) [6][1]:

$$k_x \cdot \tan\left(\frac{a \cdot k_x}{2}\right) = \sqrt{(\varepsilon_r - 1) \cdot k_0^2 - k_x^2}, \quad (2.5)$$

kde a je rozměr DR podle obrázku 2.1, ε_r je relativní permitivita DR a k_x , k_y , k_z jsou vlnová čísla ve směrech os x , y a z .

2.2.1 Výpočet rezonanční frekvence

Jelikož se materiál Arlon 1000 vyrábí se standardní tloušťkou 3,175 mm, tak je výška h pevně dána, pokud nechceme substráty vrstvit. V této práci se ale budeme zabývat jenom DR z jedné vrstvy daného substrátu. Dále byly zadány rozměry $a = b$ jako násobky výšky h .

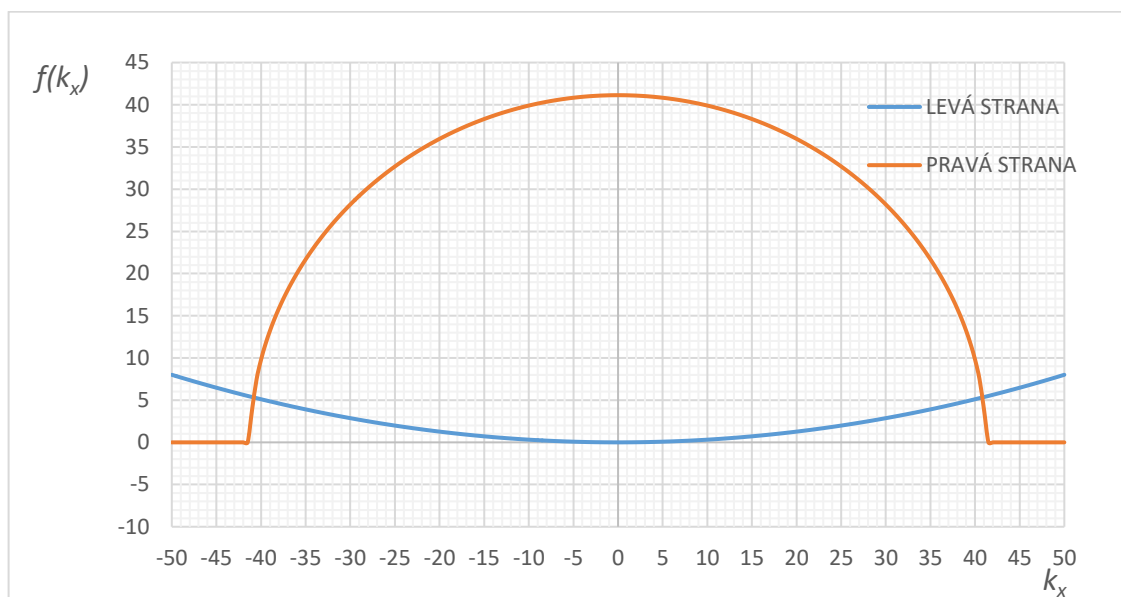
Výpočet rezonančního kmitočtu pro velikost $a = b = 3h = 9,525$ mm. Nejdříve se musí spočítat vlnová čísla k_y a k_z :

$$k_y = \frac{\pi}{b} = \frac{\pi}{3 \times 3,175 \times 10^{-3}} \doteq 329,82 \text{ m}^{-1},$$

$$k_z = \frac{\pi}{2h} = \frac{\pi}{2 \times 3,175 \times 10^{-3}} \doteq 494,74 \text{ m}^{-1}.$$

Analytické řešení transcendentní rovnice (2.5) je velice obtížné, proto byla řešena pomocí grafické metody. Jedná se o numerickou metodu, proto není výsledek zcela přesný, kde se vynese do grafu zvlášť levá a pravá strana rovnice. V místě, kde se na obrázku 2.2 protnou grafy, je hledané řešení následující rovnice:

$$k_x \tan\left(\frac{3,175 \cdot 10^{-3} k_x}{2}\right) = \sqrt{(10 - 1) \cdot \sqrt{\frac{k_x^2 + 329,82^2 + 494,74^2}{10}} - k_x^2}.$$



Obrázek 2.2: Řešení transcendentní rovnice pomocí grafické metody

Z grafického řešení vyplývají dvě možná řešení. Vlnové číslo nemůže být záporné, proto řešením rovnice 2.5 je:

$$k_x = 40,33 \text{ m}^{-1}.$$

Výpočet rezonanční frekvence:

$$k_0 = \sqrt{\frac{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}{\epsilon_r}} = \sqrt{\frac{40,33^2 + 329,82^2 + 494,74^2}{10}} = 188,46 \text{ m}^{-1}$$

$$f_0 = \frac{c k_0}{2\pi} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 188,46}{2\pi} = 8,998 \text{ GHz}$$

2.3 Návrh štěrbin

Pro určení rozměrů štěrbin neexistují žádné jednoduché analytické vztahy právě díky závislosti na různých anténních vlastnostech. Nicméně existují doporučení, díky kterým lze určit výchozí bod pro hledání pomocí vhodných simulačních programů. Délka

štěrbiny by měla být dostatečně velká k zajištění efektivního napájení, avšak dostatečně malá, aby její vlastní rezonance nebyla v blízkém okolí vlastní rezonance DR. Startovní bod pro délku štěrby l_{slot} se pak volí podle rovnice 2.6 [1]:

$$l_{\text{slot}} = \frac{0,4 \cdot \lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_e}}, \quad (2.6)$$

$$\text{kde } \varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + \varepsilon_s}{2}, \quad \lambda_0 = \frac{c}{f}, \quad (2.7)$$

kde l_{slot} je délka štěrby, λ_0 je vlnová délka ve vakuu, c rychlost světla ve vakuu, f rezonanční frekvence a ε_e je relativní permitivita podle vztahu 2.7, kde ε_r je permitivita DR a ε_s je permitivita substrátu vlnovodu [1].

Šířka štěrby w_{slot} se pak volí dostatečně úzká podle vztahu 2.8 [1]:

$$w_{\text{slot}} = 0,2 \cdot l_s, \quad (2.8)$$

kde w_{slot} je šířka štěrby a l_s je délka štěrby.

2.3.1 Výpočet štěrby

Délku štěrby lze vypočítat podle vztahu 2.6 a šířku podle vztahu 2.8. Jelikož se jedná o přibližné hodnoty parametrů, budou tyto rozměry použity jako výchozí bod všech simulací velikostí DR.

$$l_{\text{slot}} = \frac{0,4 \cdot c}{\sqrt{\varepsilon_e}} = \frac{0,4 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^9}}{\sqrt{10}} = 4,21 \text{ mm},$$

$$w_{\text{slot}} = 0,2 \cdot l_s = 0,2 \cdot 4,21 = 0,84 \text{ mm}.$$

2.4 Výsledky simulací

2.4.1 Ověření rezonanční frekvence

K ověření výpočtu rezonanční frekvence byl použit Eigenmode solver programu CST Microwave studio. Okrajové podmínky byly nastaveny jako dokonalá magnetická stěna (protože Eigenmode solver nepodporuje možnost otevřeného prostředí) pro horní a všechny boční stěny, protože normálová složka elektrické intenzity takové stěny je nulová. Protože DRA je umístěna na nekonečné vodivé ploše, kde tečná složka elektrické intenzity je nulová, poslední stěna, tj. spodní, byla nastavena jako dokonalá elektrická stěna. DR byl modelován jednoduchým kvádrem, kterému byli přiřazeny vlastnosti materiálu Arlon 1000 z databáze.

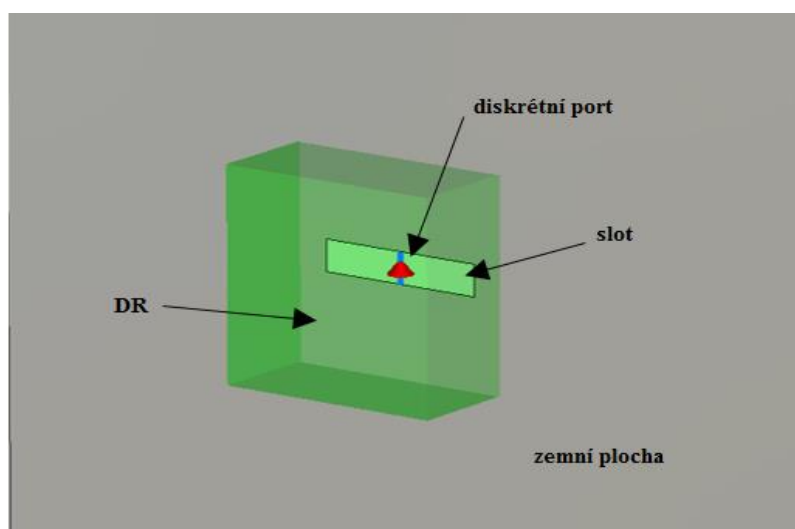
V řešiči byly nastaveny tyto parametry: síť šestistěn, přesnost výpočtu -40 dB, počet módů 4, počáteční frekvence 100 MHz, Q faktor vypnut, adaptivní síť zapnuta. Výsledky simulace a výpočtu jsou shrnuty v tabulce 2.1.

Tabulka 2.1: Vypočítané a simulované pracovní frekvence pro různé délky stran

Rozměry DR		vypočítaná	simulace CST MV
h [mm]	$a = b$ [mm]	f_{vyp} [GHz]	f_{sim} [GHz]
3,175	$2 h = 6,35$	10,585	10,556
3,175	$3 h = 9,525$	8,998	8,972
3,175	$4 h = 12,7$	8,372	8,346
3,175	$5 h = 15,875$	8,065	8,040

2.4.2 Výsledky simulací DR napájeného štěrbinou

K simulování byl použit Time domain solver. Model byl vytvořen z kvádrů z materiálu Arlon 1000, který byl následně umístěn na (zemní) desku o rozměrech 5x větší než nejdelší strana kvádrů a nulové tloušťky. Deska byla vytvořena z materiálu PEC (dokonalý elektrický vodič). Dále byl v rovině desky vytvořen obdélníkový otvor, dále bude nazýván port 1. Do středu delších stran tohoto portu byl umístěn zdroj budícího signálu a to diskretní port. Model je zobrazen na obrázku 2.3.



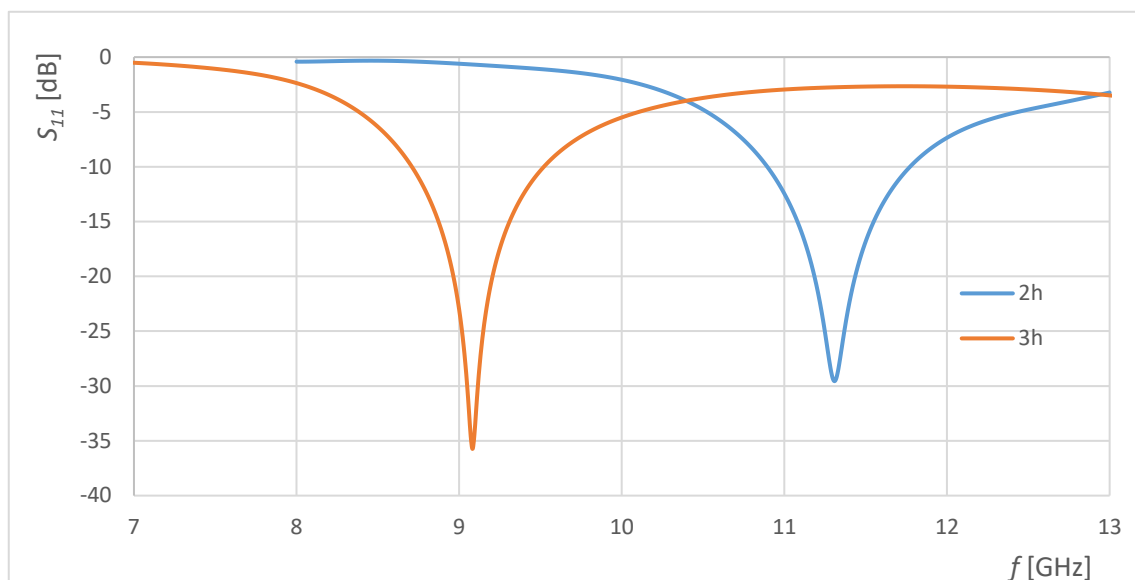
Obrázek 2.3: Model dielektrického rezonátoru napájeného slotem v CST MW

Diskretní port si lze představit jako „kousek drátku“ nataženého mezi hranami, například kdyby zde bylo připojené právě koaxiální vedení. Teče-li „drátkem“ časově-hamornický proud, pak vyvolá změnu potenciálu mezi jeho konci, jinými slovy intenzita el. pole má zde nenulovou hodnotu (vektor el. intenzity je kolmý na delší hrany). Na kratších hranách je intenzita pole nulová, protože je zde zkrat. Naproti tomu teče-li „drátkem“ proud, pak podle Ampérova zákona vzniká magnetická indukce, která je ovšem v řezu slotu konstantní (vektor mag. intenzity je kolmý na kratší hrany). Tím je vybudeno rozložení pole připomínající vid TE_{10} v kvádrovém rezonátoru a jsou splněny okrajové podmínky.

Řešič (solver) byl nastaven následovně: okrajové podmínky otevřené (open add

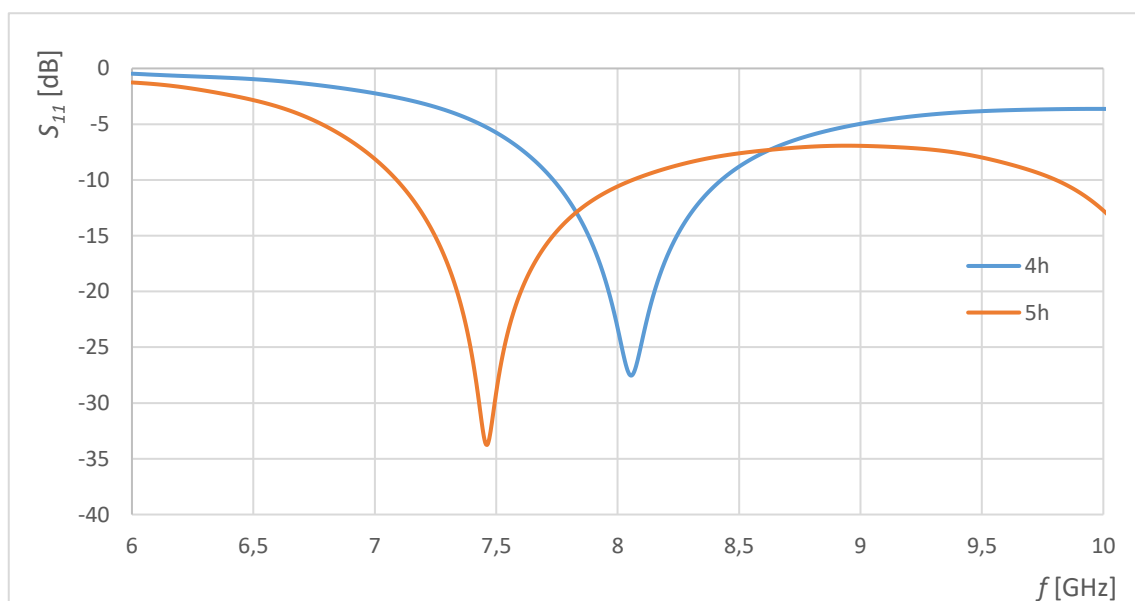
space), frekvenční rozsah 7-13 GHz, přesnost výpočtu -40 dB, adaptivní síť zapnuta, zdroj signálu – diskrétní port.

Na obrázku 2.4 jsou zobrazeny činitele odrazu na portu 1. Pro délku hran $a = b = 3h$ je rezonanční frekvence $f = 9,1$ GHz a pro délku hran $a = b = 2h$ je rezonanční frekvence $f = 11,3$ GHz.



Obrázek 2.4: Činitel odrazu S_{11} pro velikost DR $2h$ a $3h$

Na obrázku 2.5 jsou zobrazeny činitele odrazu na portu 1. Pro délku hran $a = b = 5h$ je rezonanční frekvence $f = 7,45$ GHz a pro délku hran $a = b = 4h$ je rezonanční frekvence $f = 8,05$ GHz.



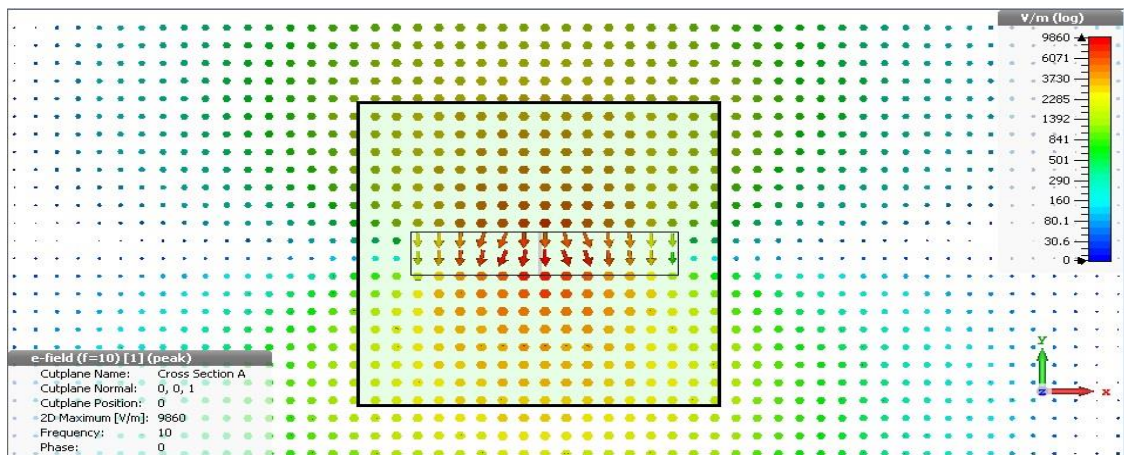
Obrázek 2.5: Činitel odrazu S_{11} pro velikost DR $4h$ a $5h$

Výsledky simulace jsou shrnuty v tabulce 2.2. Všechny rozměry DR byly simulovány při podobných napájecích podmínkách. I když jsou velikosti DR různé, všechny rezonátory pracují s podobnou šířkou pásma cca 800 MHz, což je přibližně 9 %. Zbytek celé anténní struktury bude navrhován pro velikost DR $a = b = 3h = 9,525$ mm.

Tabulka 2.2: Výsledky simulace pro různé velikosti DR napájeného slotem

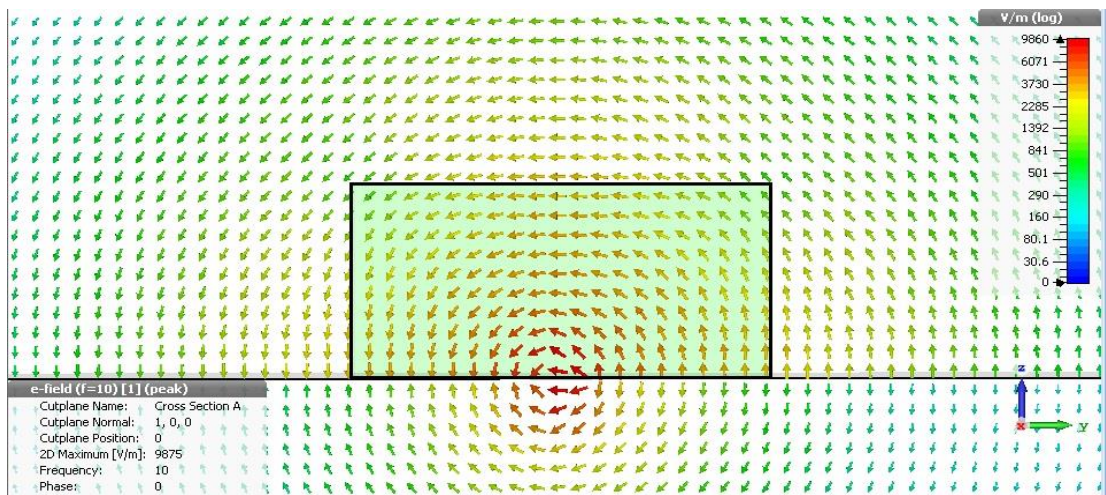
Rozměry DR		Rozměry štěrbiny		Simulace CST MV	
h [mm]	$a = b$ [mm]	l_s [mm]	w_s [mm]	f_{sim} [GHz]	B_{sim} [MHz]
3,175	2 h = 6,35	4,7	0,94	11,304	840
3,175	3 h = 9,525	6,1	1,22	9,075	790
3,175	4 h = 12,7	7,2	1,44	8,142	758
3,175	5 h = 15,875	8,3	1,7	7,360	880

Na obrázku 2.6 je zobrazeno elektrické pole v modelu rovinou rovnoběžnou s budící štěrbinou. V daném okamžiku v čase je ze směru vektorů vidět, že mezi delšími stranami štěrbiny je nenulový rozdíl elektrické intenzity. Šipky by měly být rovnoběžné s intenzitou půl periody. To zde ovšem pozorovatelné není, protože je použit zjednodušující model pomocí diskrétního portu. V okolí portu lze pozorovat vektory kolmé na zemní rovinu, protože je zemní rovina nastavena jako PEC o nulové tloušťce. Model tedy odpovídá teoretickým předpokladům.



Obrázek 2.6: Rozložení pole ve štěrbině pod DR

Na obrázku 2.7 je vidět, jak elektrické pole kmitá v rezonátoru a blízkém okolí. Na stěnách DR je nenulová tečná složka el. pole. Na zemní rovině je nenulová normálová složka el. pole. Napájení štěrbiny je uvažováno pomocí diskrétního portu, nikoli pomocí nějaké reálné metody. Rozložení pole pod zemní rovinou tedy nemá smysl komentovat. Model splňuje teoretický předpoklad.



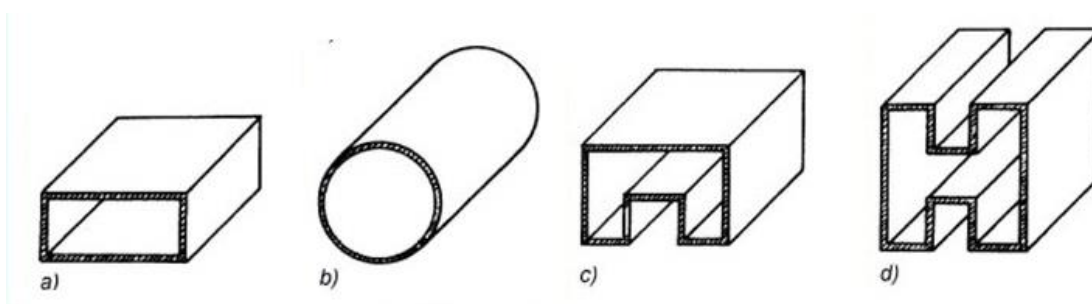
Obrázek 2.7: Rozložení pole v DR v rovině yz

3 SIW VLNOVOD

V této kapitole je popsán způsob vedení pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu a jeho srovnání s klasickým vlnovodem. Dále je popsáno navázání mikropáskového vedení k vlnovodu. Je zde popsán návrh a výpočet parametrů vlnovodu a mikropáskového vedení.

3.1 Srovnání klasického a SIW vlnovodu

Vlnovod je vedení, kde příčné rozměry jsou podobné ve srovnání s délkou vlny. Proto se také tato technologie dominantně používá v pásmu centimetrových a milimetrových vln, kde útlum koaxiálních vedení je příliš vysoký na rozdíl od vlnovodů. Obecně lze vlnovody rozdělit na kovové nebo dielektrické. Nejběžnější používané tvary příčných profilů jsou obdélníkové nebo kruhové. Ve speciálních aplikacích například se používá profil ve tvaru písmene Pí nebo H. Typy vlnovodu jsou vidět na obrázku 3.1. Základním parametrem vlnovodů je jeho kritický kmitočet. V ideálním vlnovodu se mohou šířit za tímto kmitočtem vlny bez útlumu. Pod tímto kmitočtem se nemůže teoreticky šířit nic, toho se například využívá v EMC. Kritická vlnová délka závisí pouze na příčných rozměrech, zatímco kritická frekvence závisí i na vlastnostech materiálů [13].



Obrázek 3.1: Typy vlnovodů

Na vlnovod integrovaný do substrátu lze pohlížet stejně jako na klasický kovový obdélníkový vlnovod. Vlnovod je tvořen deskou z dielektrika, která je umístěna mezi dvěma vodivými plochami. Zbylé dvě stěny tvoří dvě řady prokovů skrz dielektrikum. Celá situace je znázorněna na obrázku 3.3. Největší předností této technologie je, že je možné ji vyrobit planární technologií, a to jak z pasivních, tak z aktivních prvků, která je samozřejmě kompatibilní s ostatními planárními obvody. Kvůli tomu zde není mnoho přechodu mezi technologiemi, což vede ke snížení celkových ztrát. To znamená levnou výrobu při zachování podobných vlastností jako u kovového vlnovodu, jako je například nízké ztráty. Vlnovody obecně dosahují menších vodivých ztrát díky většímu objemu vodivých ploch, naproti tomu jsou nevýhodou ztráty únikem mezi prokovy či ztráty způsobené díky nedokonalým dielektrikem. SIW vlnovod je dobrým kompromisem mezi klasickým vlnovodem a mikropáskem [8][11].

Problém klasických vlnovodů je jejich výrobní složitost a celkové mechanické požadavky. Jednotlivé části se povětšinou vyrábějí samostatně, přičemž nastává problém při jejich mechanickém spojování, neboť povrchy musí být precizně hladké. Takové povrchy nejsou nikdy dokonalé, a tak zde hraje významnou roli přechodový a povrchový

odpor, což má za následek útlum. Dnes existuje velké množství výrobních procesů, například technologie pomocí elektronového výboje, elektroformování, pájení ponořením (dip-brazing) nebo numericky řízené obrábění. Každý z nich má své pro a proti [13].

3.2 Rozložení pole ve vlnovodu

Dále bude popisován obdélníkový vlnovod, neboť SIW vychází právě z něj. Ve vlnovodu může existovat nekonečně mnoho různých vln transverzálně-magnetických TM, jejichž vektor magnetické intenzity má nenulové složky pouze v příčném směru a nekonečně mnoho různých vln transverzálně-elektrických TE, jejichž vektor elektrické intenzity má nenulové složky pouze v příčném směru (existují i hybridní vidy, které jsou kombinací TE a TM vidu). Tyto vlny budou dále označovány jako vidy TE_{mn} a vidy TM_{mn} . Nicméně ne každý lze použít. Každý takový vid je popsán dvěma celými nezápornými, tzv. vidovými čísly m, n . Fyzikální význam těchto čísel udává počet půlvln (harmonického průběhu) intenzity elektrického či magnetického pole v příčném směru podél jedné strany [10].

Jak již bylo řečeno, vlnovod je možné využít k vedení až od kritického kmitočtu. Po překročení tohoto kmitočtu se vlnovodem šíří jediná vlna, pokud se dále zvyšuje kmitočet až za hranici dalšího vidu, může se vybudit další vlna. Tedy v tomto případě se šíří dvě vlny různých vidů, které ale spolu mohou interferovat. To může způsobit velké komplikace. Proto se vlnovody používají většinou v tzv. pásmu jednovidovosti. Dolní kmitočet tohoto pásma je dán kmitočtem nejnižšího vidu a horní je dán kritickým kmitočtem následujícího vidu. Kritický kmitočet obdélníkového vlnovodu je dán vztahem 3.1:

$$f_{krit} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (3.1)$$

kde permitivita a permeabilita se vztahuje k prostředí uvnitř vlnovodu, a, b jsou příčné rozměry vlnovodu a m, n jsou vidová čísla [10].

3.3 Návrh SIW

Když v SIW vnikne vid, kde tečou povrchové proudy kolmo na štěrbiny mezi prokvy, elektromagnetická vlna se může dostat ven z vlnovodu, čili může být vyzařována. To by způsobovalo nezanedbatelný útlum. Proto musí být ve vlnovodu vybudena taková elektromagnetická vlna, kde povrchové proudy tečou podélně se štěrbinami. Z toho vyplývá, že jsou vhodné pouze vidy TE_{m0} , protože tyto vidy mají minimum pole právě na stěně tvořené prokvy. Návrh příčných rozměrů SIW vychází z návrhu klasického vlnovodu. V pásmu jednovidovosti se volí nejnižší pracovní frekvence vidu TE_{10} jako $f_{prac} = 1,4f_{krit}$. Z rovnice 3.2 se vypočítá základní šířka obdélníkového vlnovodu, která vyplývá po zjednodušení z rovnice 3.1 [8][2][11]:

$$a_{kl} = \frac{c}{2f_{krit}\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3.2)$$

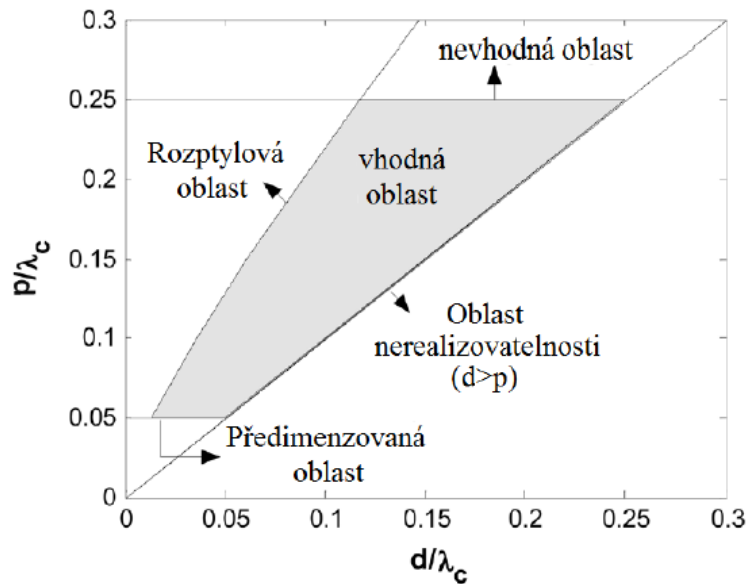
kde a_{kl} je šířka klasického obdélníkového vlnovodu, c rychlost světla ve vakuu, f_{krit} je kritická frekvence dominantního vidu a ε_r je relativní permitivita materiálu uvnitř vlnovodu.

Při návrhu by se měly zvážit tři základní zdroje ztrát. Za prvé: vodivostní ztráty způsobené konečnou vodivostí kovových materiálů. Za druhé: použitý dielektrický substrát nikdy nebude bezztrátový. A za třetí: ztráty způsobené vyzařováním mezi prokvy. Naneštěstí lze tyto ztráty minimalizovat vhodným návrhem rozestupů prokvy a jejich průměrem, jenž bude právě popsán. Průměr děr je nutné volit podle technologických možností. Například v dílně UREL na VUT v Brně je možno vyvrtat nejmenší díru o průměru 0,6 mm, s tím, že následné prokovení ji zmenší až o 100 μm . Na to je nutné brát ohled. Pro návrh děr a vzdáleností mezi nimi je nutné znát délku vlny dominantního vidu, která je definována vztahem 3.3 [2]:

$$\lambda_{krit} = \frac{c}{f_{krit}\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (3.3)$$

kde c rychlost světla, f_{krit} je kritická frekvence a ε_r je relativní permitivita. Pak podle obrázku 3.2 vychází doporučené rozměry, které by se měli respektovat.

Rozměry d a p by měly být v intervalu $0,05 < \frac{d}{\lambda_{krit}} < 0,25$. Další podmínka plynoucí z obrázku 3.2 $p < 2d$ byla zavedena kvůli minimalizaci ztrát vyzařováním. Poslední podmínka se týká efektivnosti výroby $\frac{p}{\lambda_{krit}} < 0,05$, která určuje maximální počet děr na vlnovou délku vedené vlny [8][11].

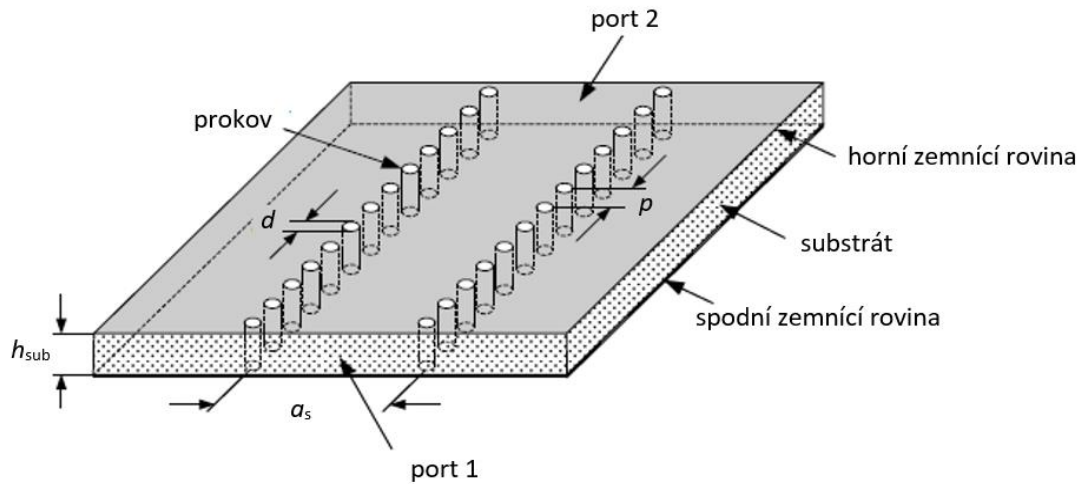


Obrázek 3.2: Volba parametrů prokvy [8]

Výpočet šířky SIW vlnovodu je definovaný touto rovnicí:

$$a_s = a_{kl} + \frac{d^2}{0,95p} \quad (3.4)$$

kde a_s je šířka středů prokůvů v SIW, d je průměr prokůvů, p je vzdálenost mezi prokůvy a a_{kl} je délka klasického kovového vlnovodu. Celou situaci ilustruje obrázek 3.3 [8][11].



Obrázek 3.3: Vlnovod integrovaný do substrátu [8]

3.3.1 Výpočet rozměru SIW

Pro návrh SIW vlnovodu a mikropásky byl zvolen materiál Arlon 25N, který je vhodný pro vedení cm a mm vln. Tento materiál má relativní permitivitu $\epsilon_r = 3,38$; ztrátový činitel $\text{tg } \delta = 0,0025$ a výšku $h = 1,524$ mm.

Pracovní kmitočet je 8,5 GHz. Z toho vyplývá výpočet kritického kmitočtu:

$$f_{\text{krit}} = f_{\text{prac}}/1,4 = \frac{8,5 \cdot 10^9}{1,4} = 6,07 \text{ GHz},$$

dále podle rovnice 3.2 se musí vypočíst šířka klasického obdélníkového vlnovodu:

$$a_{\text{kl}} = \frac{c}{2f_{\text{krit}}\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 6,07 \cdot 10^9 \cdot \sqrt{3,38}} = 13,04 \text{ mm}.$$

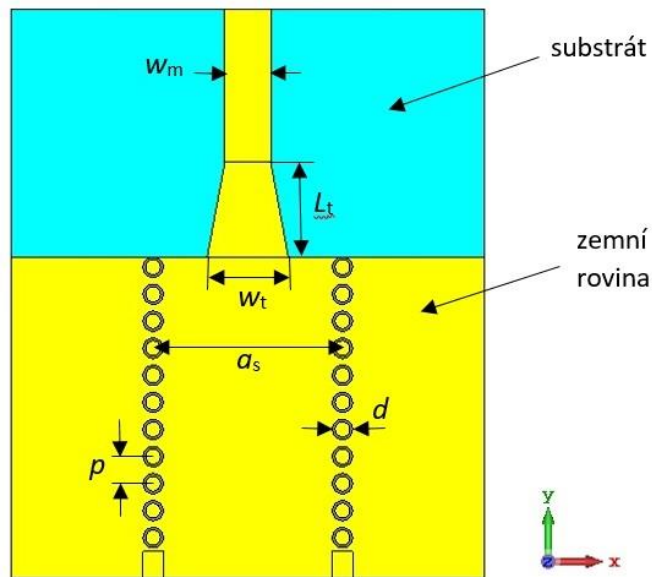
S ohledem na všechny podmínky byl průměr prokůvů zvolen $d = 1,4$ mm a vzdálenost mezi prokůvy $p = 2$ mm, pak podle rovnice 3.4 se může vypočítat šířka vlnovodu integrovaného do substrátu:

$$a_{\text{siw}} = a_{\text{kl}} + \frac{d^2}{0,95p} = 13,04 + \frac{1,4^2}{0,95 \cdot 2} = 14 \text{ mm}.$$

3.4 Přechod běžných vedení k SIW

V drtivé většině případů každé realizované aplikace je třeba se připojit ke standardním 50 Ω systémům. Obvykle se mikropáskové vedení, koaxiální vedení či koplanární vlnovod. A právě mikropáskové vedení zde bude blíže rozepsáno. Protože impedance vlnovodu a mikropásku je rozdílná, je třeba návrh přizpůsobovacího obvodu.

Mikropáskové planární vedení se skládá z vhodného substrátu, na kterém je z jedné strany zemnicí plocha a z druhé strany jeden či více vodičů. Planární technologie mikropásku zajišťuje levnou výrobu za kompromisu relativně nízkých ztrát a dobrého činitele odrazu. Možná struktura je naznačená na obrázku 3.4.



Obrázek 3.4: Možný způsob mikropáskového přechodu do SIW [14]

Tento přechod lze rozdělit do tří částí. Návrh SIW vlnovodu, přechod a samotný mikropásek. Návrhové procedury vlnovodu a mikropásku jsou analyticky popsány a empiricky ověřeny. Avšak přechod mezi těmito vedeními už nelze snadno popsat, právě kvůli různým pohledům na každé vedení. Vlnovod je tradičně reprezentován pomocí TE nebo TM modu, naproti tomu u mikropásku se obecně šíří HEM vlna, kterou je velmi obtížné řešit analyticky. Proto se většinou reprezentuje pomocí komformního zobrazení s kvazi-TEM vlnou. Ani v takovém případě nelze jednoduše porovnávat impedanci vlnovodu a mikropásku.

Návrh SIW vlnovodu je popsán výše, a tak nyní bude soustředěna pozornost na návrh mikropásku. Syntézu šířky mikropásku při známé výšce substrátu a požadované charakteristické impedanci lze provést pomocí následujících vztahů (3.5), (3.6):

$$\frac{h}{w_m} = \frac{1}{4} \left(\frac{e^H}{2} - e^{-H} \right), \text{ kde } H = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \frac{Z_0}{60} + \frac{0,9 \epsilon_r - 1}{\pi \epsilon_r + 1} \quad \text{pro } \frac{w_m}{h} \leq 1, \quad (3.5)$$

$$\frac{w_m}{h} = \frac{120\pi}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7\epsilon_r}\right) \ln\left(\frac{120\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r}\right) \text{ pro } \frac{w_m}{h} \geq 1, \quad (3.6)$$

kde ϵ_r je permitivita substrátu, h je výška substrátu, Z_0 je požadovaná impedance a w_m je šířka mikropásku. Rovnice 3.6 platí dominantně pro 50Ω a více.

Přizpůsobovací vedení, tedy L_t a w_t podle obrázku 3.4 se většinou zkoumá parametricky pomocí vhodného numerického řešiče. Jako startovní hodnota délka L_t se volí jako čtvrtina délky vedené vlny a šířka $w_t = w_m + 0,15a_s$ [14].

3.4.1 Výpočet mikropáskového a přizpůsobovacího vedení

Jelikož leží SIW vlnovod a mikropásek v jedné vrstvě, budou mít společný substrát Arlon 25N s permitivitou $\epsilon_r = 3,38$ a výškou $h = 1,524$ mm. Protože se požaduje 50Ω vedení, můžeme rovnou dosadit do rovnice 3.6 a spočítat šířku w_m :

$$\begin{aligned} w_m &= h \left[\frac{120\pi}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{\epsilon_r - 1}{3,7\epsilon_r}\right) \ln\left(\frac{120\pi^2}{Z_0\sqrt{\epsilon_r}} - 1 + 1,84 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r}\right) \right] \\ &= 1,524 \left[\frac{120\pi}{50\sqrt{3,38}} - \frac{2}{\pi} - \left(\frac{2}{\pi} - \frac{3,38 - 1}{3,7 \cdot 3,38}\right) \ln\left(\frac{120\pi^2}{50\sqrt{3,38}} - 1 + 1,84 \frac{3,38 - 1}{3,38}\right) \right] = 3,65 \text{ mm}. \end{aligned}$$

Délku L_t :

$$L_t = \frac{1}{4} \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 0,25 \frac{3 \cdot 10^8}{8,5 \cdot 10^9 \sqrt{2,69}} = 5,3 \text{ mm}.$$

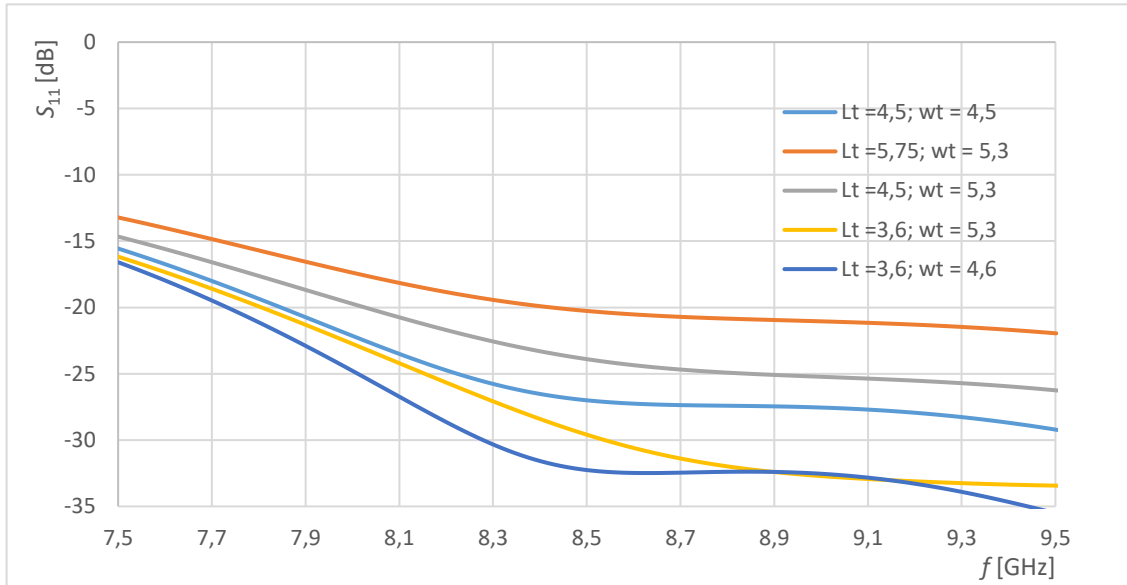
Šířku w_t :

$$w_t = w_m + 0,15a_s = 3,65 + 0,15 \cdot 14 = 5,75 \text{ mm}.$$

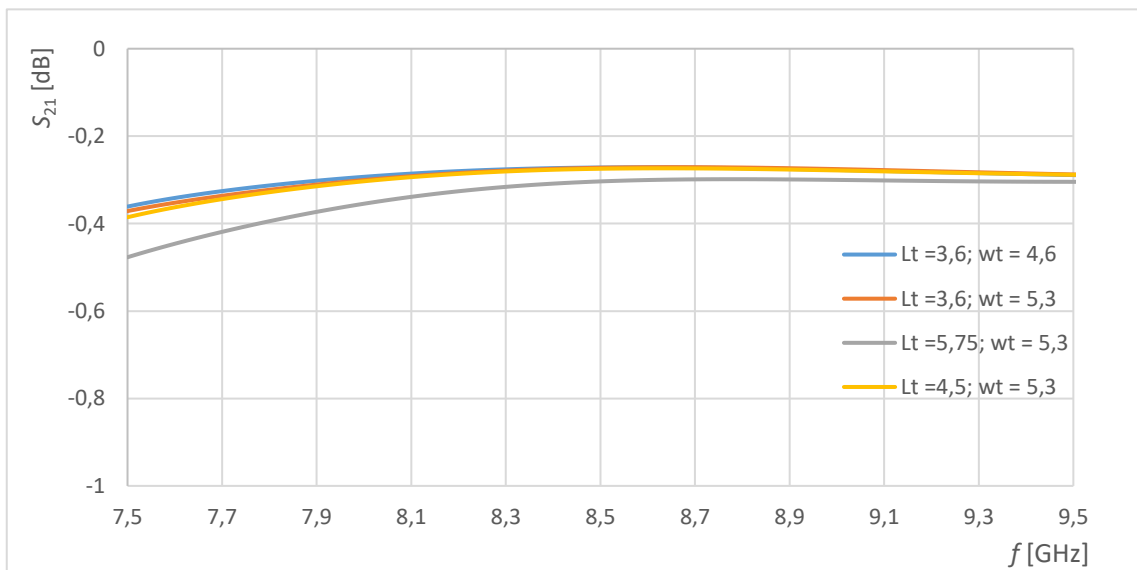
Výše spočítané hodnoty byly použity jako počáteční pro parametrickou analýzu. Analýza byla provedena na jednoduchém modelu sestávajícího z SIW vlnovodu, jehož rozměry byly vypočítány v kap. 3.3.1, a mikropáskového vedení a přizpůsobovacího obvodu navrhnutého výše. Tento model je zobrazený na obrázku 3.4. Vodivé stěny byly modelovány z mědi o tloušťce $35 \mu\text{m}$ a jako substrát byl použit Arlon 25N. Mikropásek byl budící port 1 a vlnovod port 2. Jelikož mikropáskové vedení je obecně otevřené, okrajové podmínky byly nastaveny open neboli absorpční.

Na obrázku 3.5 jsou zobrazeny moduly činitele odrazu S_{11} , tedy na vstupu mikropásku. Pro zvolené počáteční hodnoty je činitel odrazu lepší než -13 dB. Z ostatních průběhů je patrné, že hlavní faktor ovlivňující průběh je délka L_t rozšiřujícího se úseku vedení. Nejlepších výsledků bylo dosaženo při velikosti $L_t = 3,6$ mm a $w_t = 4,6$ mm. Pro tyto hodnoty je činitel odrazu lepší než -25 dB v užitečném pásmu vlnovodu, tedy od 8 GHz a výš. Na přenos S_{21} parametrická analýza vliv neměla. Protože ta část vlny, která

se neodrazila, prošla celým vedením. Přenos se pohyboval okolo -0,3 dB. Tyto ztráty jsou způsobené absorpcí v dielektrickém materiálu, vyzařováním mikropásku a stěnami v SIWu.

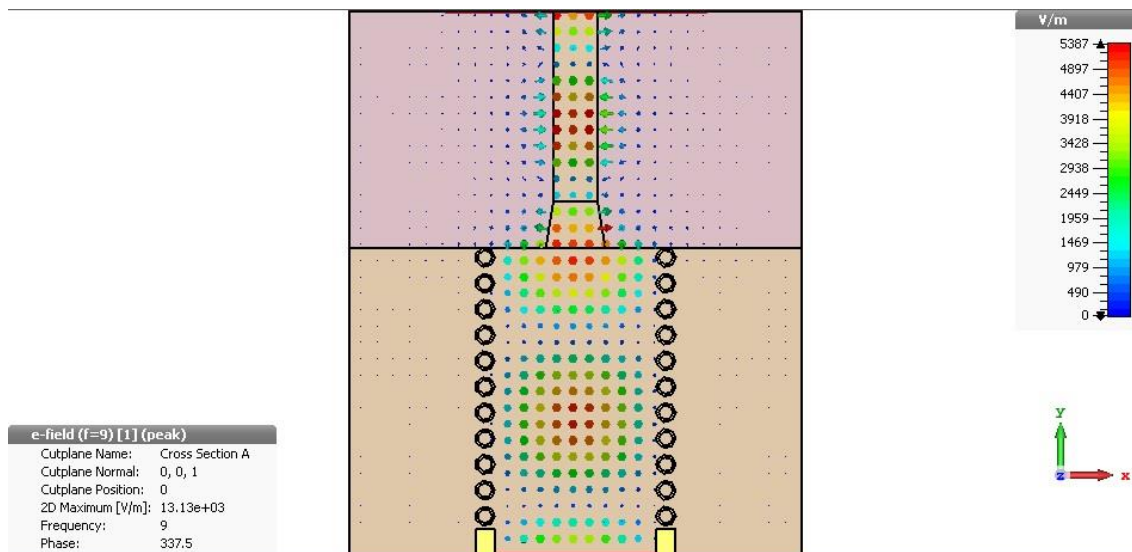


Obrázek 3.5: Vliv velikosti L_t a w_t na činitele odrazu S_{11}



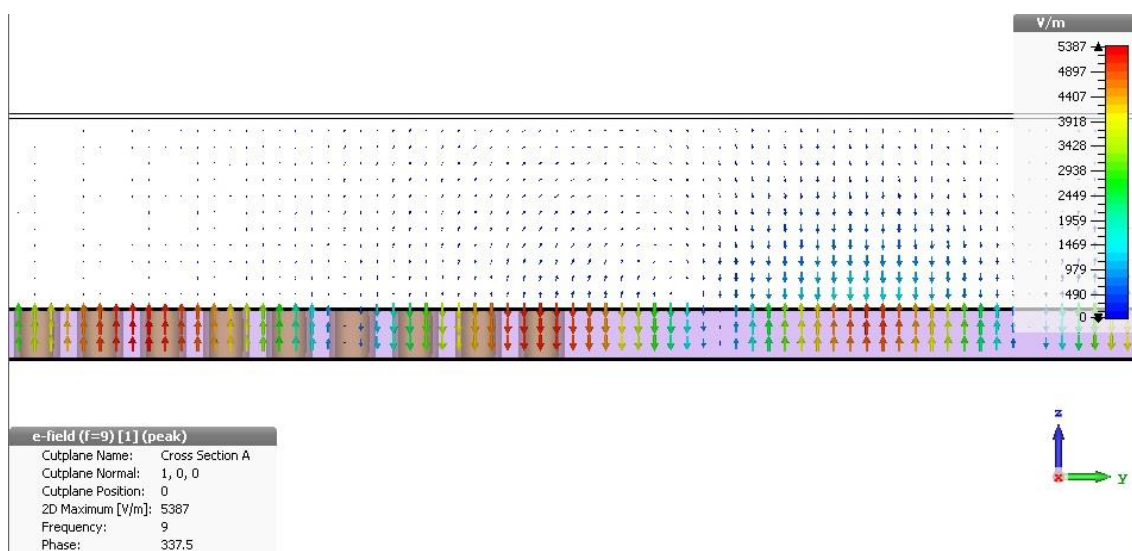
Obrázek 3.6: Vliv velikosti L_t a w_t na přenos S_{21}

Dále bylo sledováno rozložení elektrického pole v modelu. Na obrázku 3.6 je zobrazen řez modelem rovinou xy . Elektrické pole pod mikropáskem se šíří nejen pod vodičem, ale i v blízkém okolí substrátu. Mimo oblast vlnovodu lze také pozorovat nenulové vektory el. pole, protože mikropáskové vedení je obecně otevřené a rozptýlené v substrátu. Hustota prokůvů ve vlnovodu je dostatečná, protože jak je vidět na obrázku, nedochází k prosakování mezi prokovy.



Obrázek 3.7: Rozložení pole pod mikropáskem a vlnovodem rovinou xy

Na dalším řezu modelem, konkrétně rovinou yz , můžeme pozorovat harmonický průběh rozložení el. pole uvnitř vlnovodu i pod mikropáskem. Co je důležitější, že vedená vlna u mikropásku se uzavírá i nad ním, tedy mimo oblast substrátu. Mikropásek tedy může vyzařovat, a to může mít později vliv na vyzařovací charakteristiky antény. Vlnovod je pak uzavřené vedení, což dokazuje i obrázek, protože se nad ním nachází minimální el. pole. V levé části obrázku je vlnovod (možno se orientovat podle prokovů), v pravé části mikropásek.



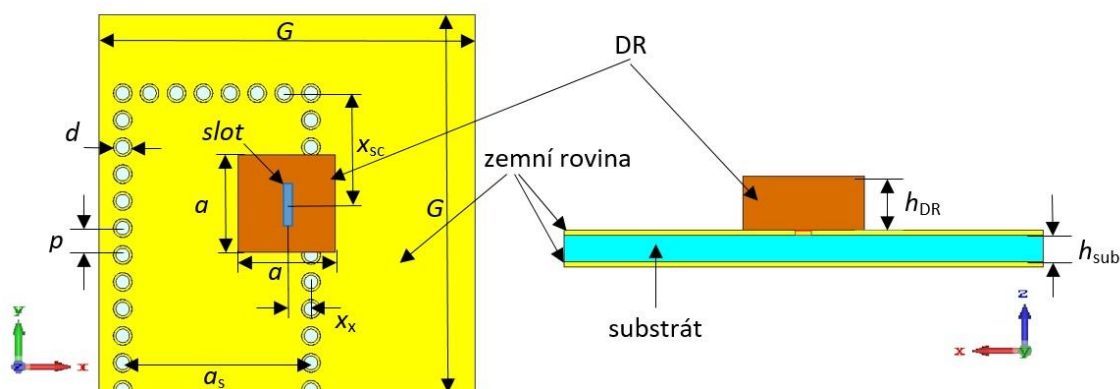
Obrázek 3.8: Rozložení pole vedením rovinou yz

4 NÁVRH ANTÉNY

V této kapitole je popsán návrh rozložení a velikost jednotlivých částí antény v rámci celkového modelu a jejich vliv.

4.1 Umístění slotu ve vlnovodu

Zjednodušený model byl vytvořen z kvádrů, necht' je nazýván DR, z materiálu Arlon 1000, který byl následně umístěn na (zemní) desku o 40 x 40 mm. Deska je dokonale elektricky vodivá (PEC). Dále byla v rovině desky vytvořena štěrbina, která byla přesně ve středu DR. Pod DR a zemní deskou byl vytvořen další kvádr, reprezentující substrát, o materiálu Arlon 25N, do nějž byl implementován SIW vlnovod. Prokovy vlnovodu jsou tvořeny z PEC. Tento model reprezentuje obrázek 4.1.



Obrázek 4.1: Vliv umístění slotu od zkratu na konci SIWu [3]

V této fázi simulací je sledovaným a nejdůležitějším parametrem lokace štěrbiny na vlnovodu. Pokud je vlnovod zakončen zkratem, vytvoří se v něm stojaté vlnění. Štěrbina se tak musí umístit s ohledem na rozložení elektrického a magnetického pole. Kdyby se udělal řez vlnovodem v rovině xy podle obrázku 4.1, siločáry magnetické intenzity budou vypadat jako elipsy vzdálené od sebe $\lambda_g/2$. Naproti tomu elektrické pole v rovině yz bude mít harmonický průběh, v absolutním zobrazení by pak byly vidět v rovině xy „vrstevnice“ elektrického potenciálu.

Aby mohla štěrbina principiálně fungovat, musí se vytvořit na delších hranách rozdíl potenciálů elektrického pole. Pro dosažení největšího rozdílu potenciálů musí být umístěna v místě největšího gradientu elektrického pole. V časově-harmonické funkci je gradient největší, když funkce prochází nulou. Magnetické pole je pak kolmé na elektrické a fázově posunuté o $\lambda_g/4$. Proto je ideální umístit štěrbinu $\lambda_g/2$ příčně od zkratu nebo $\lambda_g/4$ podélně s jednou ze stěn od zkratu vlnovodu. Délku vlny ve vlnovodu lze spočítat podle vztahu 4.1:

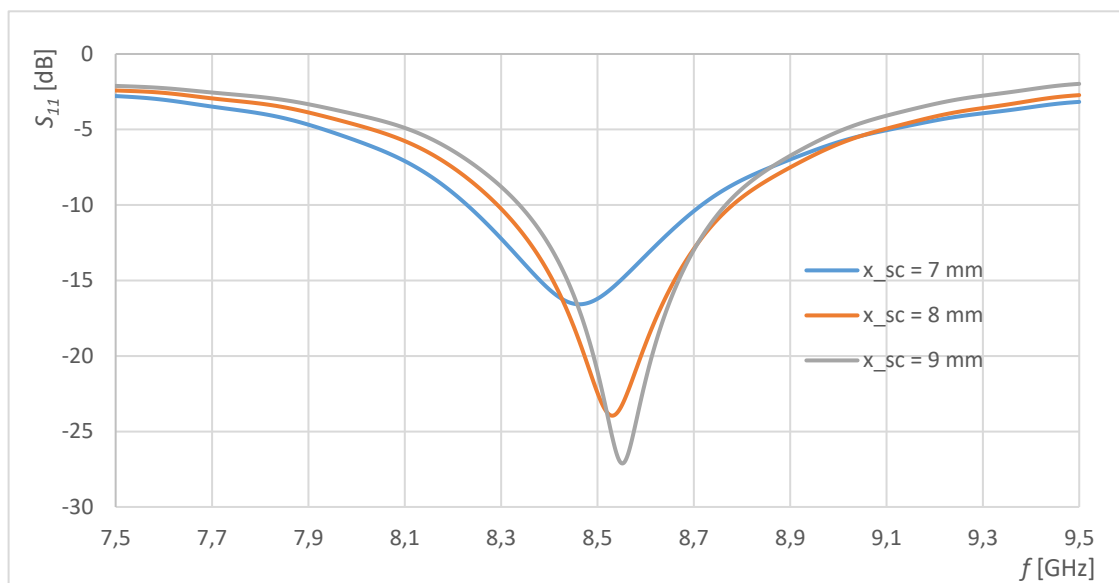
$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_{\text{krit}}}\right)^2}, \quad (4.1)$$

kde c je rychlost světla, f pracovní frekvence, f_{krit} je kritická frekvence vlnovodu a ϵ_r je relativní permitivita vlnovodu.

4.1.1 Vliv vzdálenosti slotu od zkratu vlnovodu

K simulaci byl použit Time domain solver, ve kterém byly nastaveny tyto parametry: zobrazení frekvence 7,5 – 9,5 GHz, prostředí vzduch, okrajové podmínky otevřené (open), přesnost -30 dB, adaptivní mřížka, field monitor pro magnetické a elektrické pole při 8,5 GHz. Sledovanými parametry byl činitel odrazu na vstupu portu a rozložení pole v modelu a jeho blízkém okolí. Štěrbina byla umístěna podélně s vlnovodem a vzdálena $\lambda_g/4$ od středu ke zkratu vlnovodu podle obrázku 4.1.

Na obrázku 4.2. jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu S_{11} v závislosti na pozici x_{sc} , tedy vzdálenost středu slotu od zkratu vlnovodu při konstantní vzdálenosti x_x podle obrázku 4.1. Rezonanční frekvence se liší od frekvence spočítané v kapitole druhé. To je dané elektrickou délkou štěrby a délkou vedené vlny ve vlnovodu a především permitivitou vlnovodu, které nebyly brány v úvahu. Jak již bylo řečeno, v podélném řezu vlnovodem má elektrické pole sinusový průběh, proto je třeba umístit slot do jeho maxima.

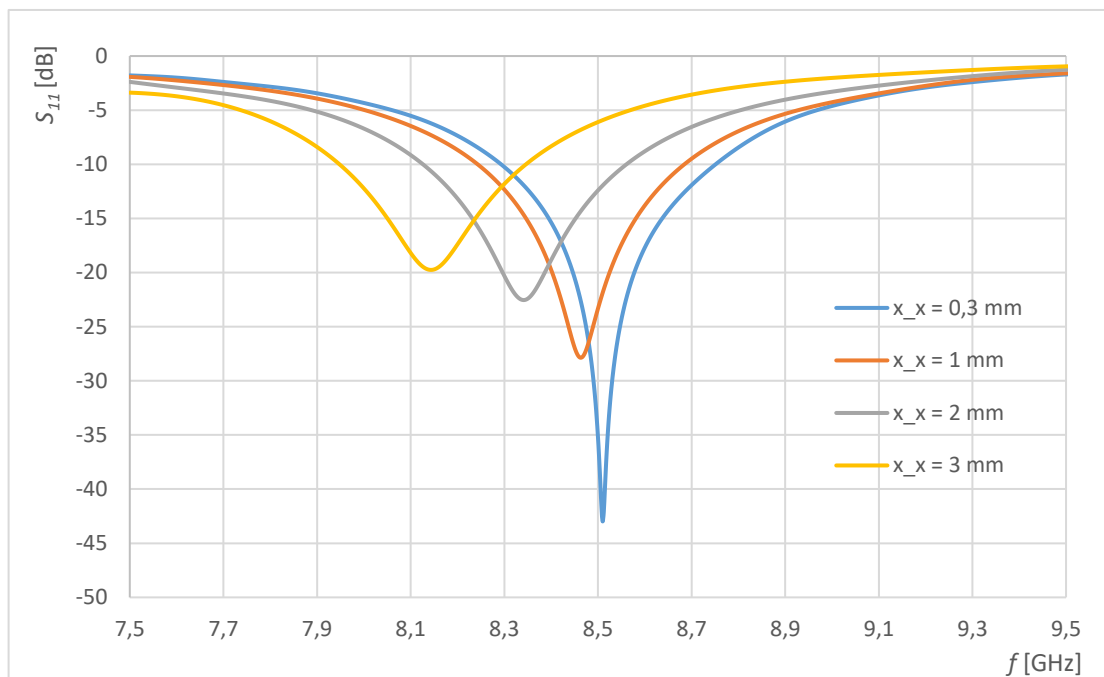


Obrázek 4.2: Vliv pozice slotu na činitel odrazu S_{11}

4.1.2 Vliv vzdálenosti slotu od stěny vlnovodu

Simulace byla nastavená analogicky jako kap. 4.1.1. Nyní je sledovaným faktorem pozice x_x , tedy vzdálenost slotu od stěny vlnovodu při konstantní pozici x_{sc} podle obrázku 4.1. Na obrázku 4.3 jsou zobrazeny průběhy činitele odrazu S_{11} v závislosti na pozici slotu x_x .

Čím blíže ke stěně vlnovodu je umístěn slot, tím lepšího přizpůsobení lze dosáhnout. To je patrné z obrázku 4.3. Elektrické pole v příčném průřezu vlnovodem, v případě základního vidu TE, má tvar půl vlny sinusového průběhu. Největší derivace takového průběhu nastává právě u stěn vlnovodu. Dále si lze povšimnout, že s rostoucí vzdáleností x_x klesá rezonanční frekvence.



Obrázek 4.3: Vliv pozice x_x na činitel odrazu S_{11}

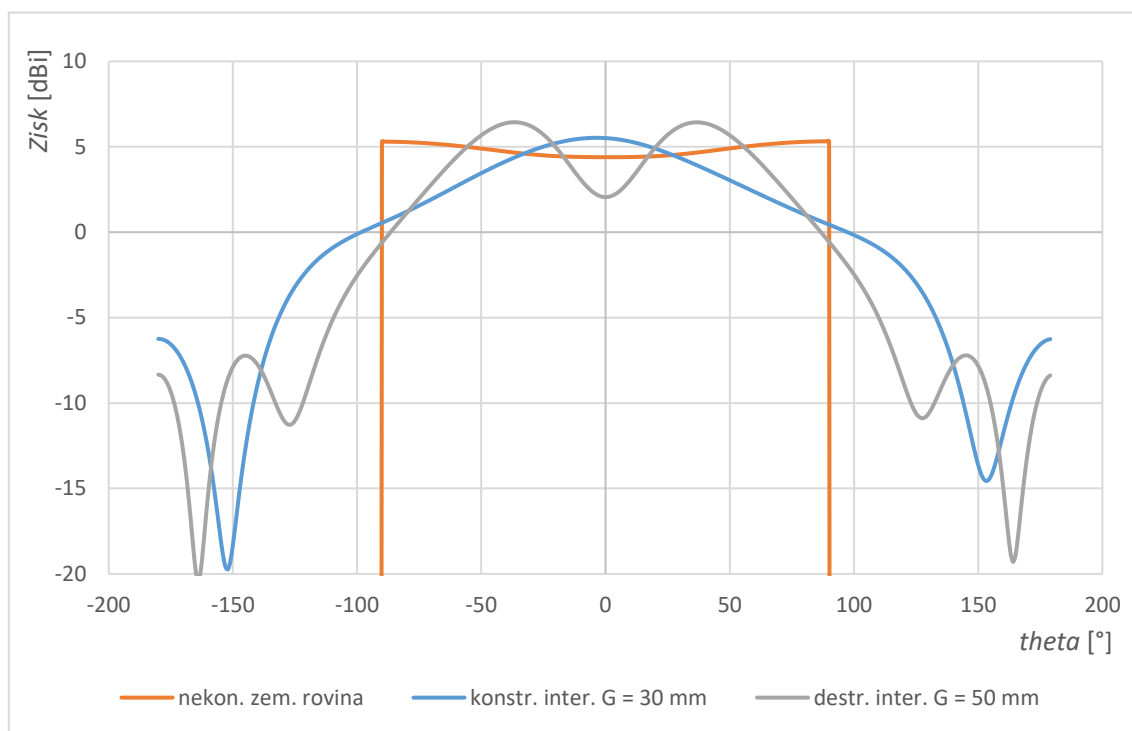
4.2 Vliv velikosti zemní plochy

Zemní plocha má velmi významný podíl na vyzářovací charakteristice a zisk, respektive směrovost. Představme si DR na nekonečné zemní rovině. Zde se šíří prostorová vlna vyzářená DR a povrchová vlna šířící se po zemní rovině. Povrchová vlna nikdy neopustí zemní rovinu, proto nebude ovlivňovat charakteristiku. DR pak bude zářit do celého poloprostoru rovnoměrně.

Zcela jiná situace nastává, pokud je DR umístěn na konečné zemní rovině. Povrchová vlna již může dosáhnout rozhraní dielektrikum – zemní rovina na okrajích a volně se vyzářit. Při nevhodné velikosti může nastat tato situace. Ve směru kolmém na zemní rovinu udělejme nad středem DR pomyslný bod. Do tohoto bodu se může dostat vlna vyzářená DR a současně vlna vyzářená na okrajích zemní roviny. V nejhorší možné situaci budou tyto vlny v protifázi, tedy vzdálené o $\lambda_g/2$, vznikne tedy destruktivní interference nad středem DR a tím pádem se začnou vytvářet 2 hlavní laloky mimo hlavní osu vyzářování, které jsou ve většině aplikací nežádoucí.

Aby byl tento efekt potlačen, je třeba zmenšovat zemní rovinu tak, aby byly tyto laloky potlačeny a vznikl jeden centrální v ose DR. Celá charakteristika se tak stane více směrová. Na obrázku 4.4 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v rovině E pro nekonečnou zemní rovinu, pro nejhorší případ, tj. pro délku zemní roviny $G = 50$ mm

(destruktivní inter. v ose DR) a ideální případ tj. pro délku $G = 30$ mm (konstruktivní inter. v ose DR).



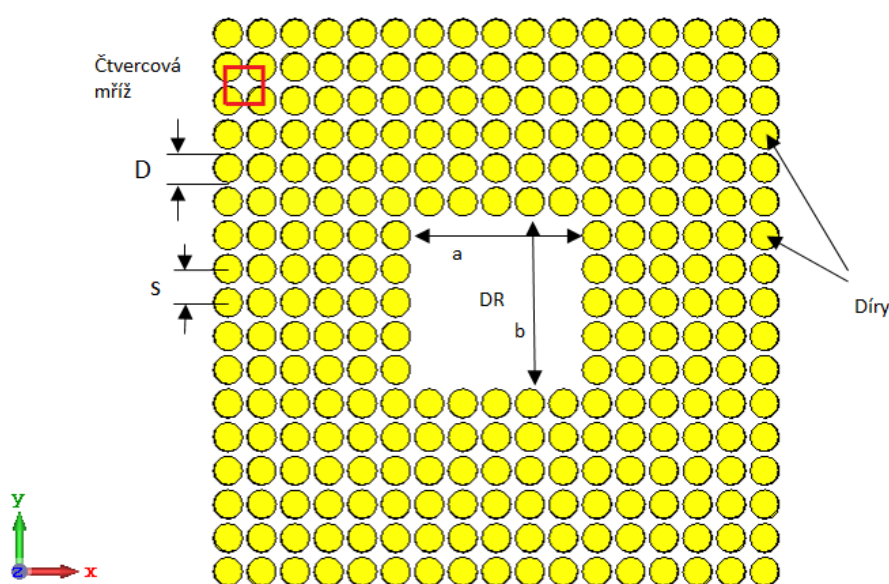
Obrázek 4.4: Vliv zemní roviny na vyzářovací charakteristiku v rovině E

5 PERFOROVANÁ DRA

Tato kapitola se bude zabývat možností integrace dielektrického rezonátoru do substrátu. Zvláštní důraz pak bude kladen na perforování dielektrika tvořené dírami.

Použití dielektrického rezonátoru jako antény má mnoho výhod, nicméně existují i nevýhody. Jednou z nich je, že DR musí být velice přesně umístěna na daném místě vzhledem k napájení a jakákoliv odchylka může znemožňovat její správnou funkci. To není například problém u výroby mikropáskových flíčkových antén, kde je motiv leptán standardními technologiemi. Nicméně u DRA tomu tak není a značně se zvyšuje její výrobní náročnost. To je ještě kritičtější, pokud je anténa tvořena celou soustavou jednotlivých elementů DR v anténní řadě. Dielektrické rezonátory se vyrábějí většinou z velkých keramických bloků. Díky tomu lze zamezit nepřesnému umístění DR pomocí vytváření lokálních míst s velkou relativní permitivitou (tj. samotný rezonátor) a lokálních míst s nízkou relativní permitivitou, které budou simulovat běžné okolí, v rámci jednoho bloku. Lokální místa s nízkou permitivitou by se dala nazvat jako vzduchová zeď. Taková konfigurace velmi usnadňuje sesazování celé struktury dohromady [1][9].

Vyrobít takovou oblast s nízkou permitivitou jde například odřezáním, či frézováním, nicméně hlavně pevnost a elektrické vlastnosti takové struktury nemusí být dostačující. Jednou z dalších technik je provrtávání těchto míst. Středový děr leží ve čtvercové mřížce, pak lze spočítat obsah děr a zbylého materiálu. Celá situace je ilustrovaná na obrázku 5.1 [1][9].



Obrázek 5.1: Děrování DR [9]

Pomocí vztahu 3.1 lze vypočítat elektivní relativní permitivitu $\epsilon_{r,ef}$ děrovaného substrátu vniklého vzduchem vyplněnými dírami a zbytkem původního materiálu:

$$\epsilon_{r,ef} = (1 - \alpha)\epsilon_r + \alpha, \quad (3.1)$$

kde ε_r je relativní permitivita materiálu a α je faktor vyplnění pro čtvercovou mřížku, který lze spočítat pomocí vztahu 3.2:

$$\text{obsah čtverce: } S_1 = s^2$$

$$\text{obsah perforaci: } S_2 = 4 \cdot \frac{\pi r^2}{4} = \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2$$

$$\alpha = \frac{S_2}{S_1} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{D}{s}\right)^2, \quad (3.2)$$

po dosazení do rovnice 3.1:

$$\varepsilon_{r,ef} = \left(1 - \frac{\pi}{4} \left(\frac{D}{s}\right)^2\right) \varepsilon_r + \frac{\pi}{4} \left(\frac{D}{s}\right)^2,$$

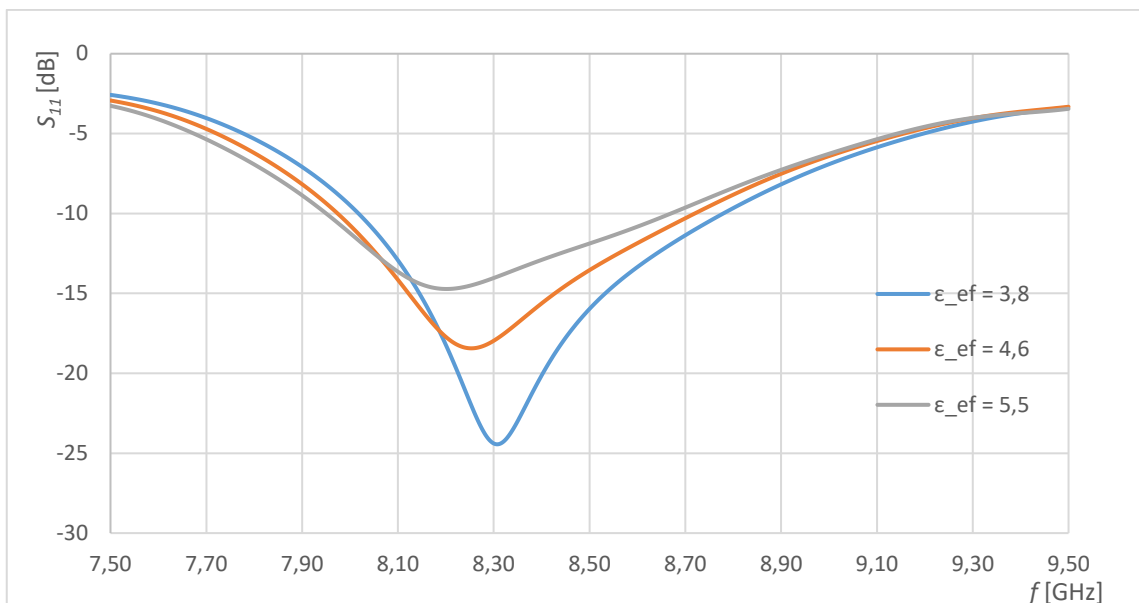
kde D je průměr díry a s je strana čtverce podle obrázku 5.1. Podle vztahu uvedeného výše lze pomocí poměru D/s kontrolovat požadovanou permitivitu, která může nabývat hodnot v intervalu $\langle 1; \varepsilon_r \rangle$, avšak čím více se poměr blíží k jedné, tím více se ztenčuje materiál mezi dírami a struktura ztrácí svou přirozenou pevnost [1].

5.1 Perforované dielektrikum aproximováno homogenním substrátem

Pro zjednodušení vytvořme perforovanou oblast pomocí homogenního substrátu o efektivní permitivitě, kterou by vytvořili perforace. V tabulce 5.1 jsou uvedeny příklady efektivní permitivity, faktoru vyplnění a poměr D/s pro reálně vyrobitelné perforace.

Tabulka 5.1: Efektivní permitivita pro různé poměry D/s

D	s	D/s	α	$\varepsilon_{r,ef}$
[mm]	[mm]	[-]	[-]	[-]
1,49	1,6	0,93	0,68	3,84
1,4	1,6	0,87	0,6	4,6
1,28	1,6	0,8	0,5	5,5

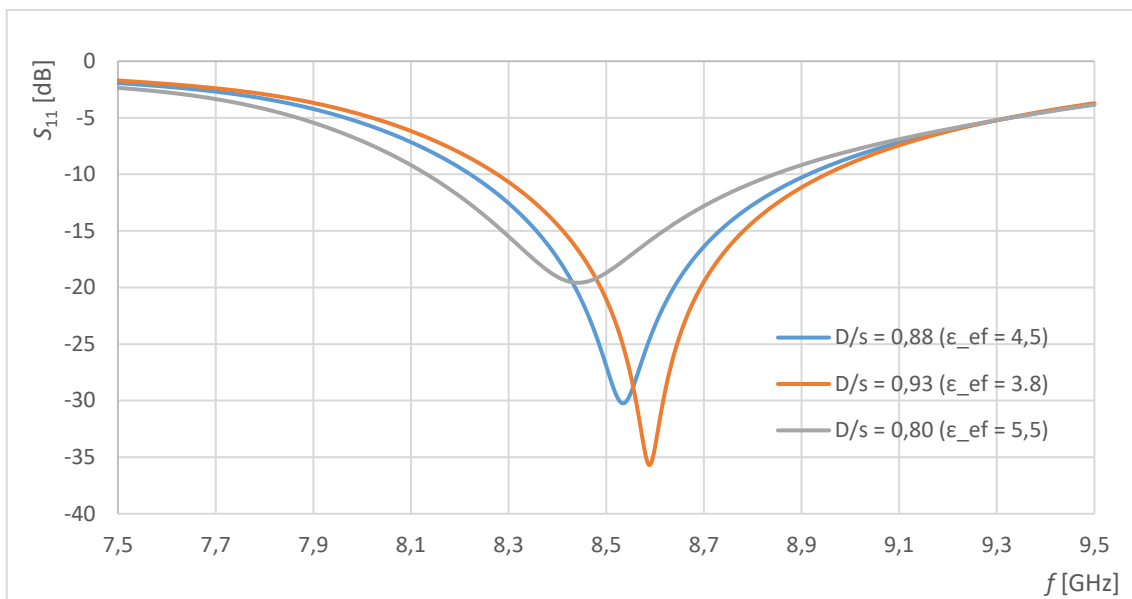


Obrázek 5.2: Vliv poměru D/s tvořené homogenním okolím

Na obrázku 5.2 lze vidět, jak se mění modul odrazu činitele odrazu S_{11} v homogenním okolí DR. Z grafu je patrné, že s rostoucí permitivitou klesá přizpůsobení. To je způsobené tím, že čím roste relativní permitivita okolí, tím klesá poměr mezi relativní permitivitou okolí a DR. Dochází tak k snížení činitele odrazu na rozhraní a pole původně více či méně koncentrované v DR se nyní může snadněji dostávat ven z DR, čímž je ovlivněna vstupní impedance antény. Také i rezonanční kmitočet se mění. Čím roste permitivita, tím se zvětšují fyzické rozměry DR a rezonanční kmitočet tak klesá.

5.2 Perforované dielektrikum tvořené skutečnými dírami

Na obrázku 5.3 je zobrazen modul činitele odrazu S_{11} pro simulaci skutečných perforací. Ten souhlasí s obrázkem 5.2. Perforace tedy nijak zvlášť nedeformují charakteristiku a mohou být účinně použity ve výrobě. Čím je tedy poměr D/s vyšší, tím je dosaženo lepšího přizpůsobení, které limituje výrobní technologie. Například při zvolení poměru $D/s = 0,93$ a volbě vrtáku 1,4 mm vzniknou můstky mezi dírami pouze 0,1 mm široké. Proto je nutné brát ohled na výrobní limitaci a výslednou pevnost materiálu spojenou s použitím v praxi. Na základě těchto výsledků byl v této práci zvolen poměr $D/s = 0,80$ s vrtákem 1,2 mm.



Obrázek 5.3: Vliv poměru D/s na skutečné perforace

6 NÁVRH A REALIZACE

V této kapitole bude provedeno srovnání na úrovni simulací mezi standartní dielektrickou rezonátorovou anténou a dielektrickým perforovaným rezonátorem.

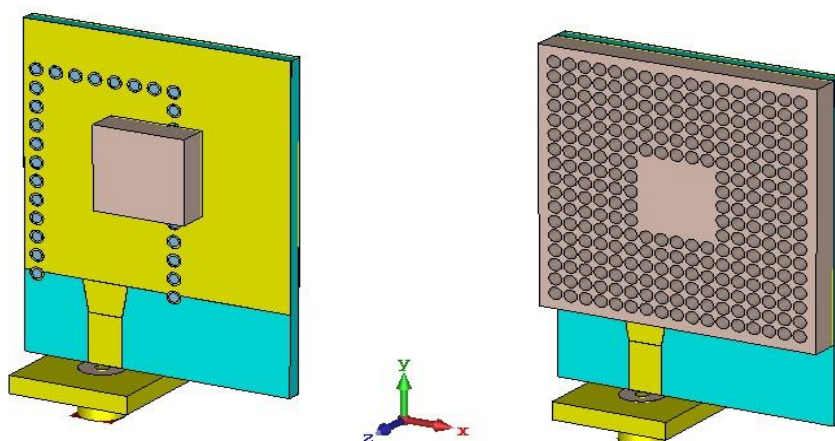
6.1 Srovnání klasické a perforované DRA

Obě antény jsou srovnávané při zachování identických napájecích podmínkách, stejně jako vlnovodu, umístění slotu ve vlnovodu a velikost zemní plochy. Nastavení Timedomain solveru je následující: frekvenční rozsah 7,5 až 9,5 GHz, okolí – normal, okrajové podmínky – open add space, přesnost -40 dB, adaptivní síť vypnuta, 30 buněk na vlnovou délku.

Model byl vytvořen ze skutečných dostupných materiálů, tj. pro vedení je použit substrát Arlon 25N, $\epsilon_r = 3,38$, $h = 1,524$ mm, do kterého byl integrován vlnovod se šířkou středů prokůvů $a_s = 14$ mm, s průměry prokůvů $d = 1,4$ mm, s mezerami $s = 2$ mm. Velikost slotu je $l = 6,4$ mm, šířka $w = 0,96$ mm. Slot je umístěn ve vzdálenosti $x_{sc} = 8,2$ mm od středu slotu ke zkratu vlnovodu, podélně se stěnou vlnovodu ve vzdálenosti $x_x = 1,3$ mm. Velikost zemní roviny 28 x 28 mm. Přejchod z SMA konektoru do SIW vlnovodu je realizován pomocí mikropásku se šířkou $w_m = 3,4$ mm, přizpůsobovací mikropásek má rozměry $w_t = 4,6$ mm, $L_t = 3,6$ mm.

SMA konektor je modelován s dielektrikem teflon o $\epsilon_r = 2,1$; vnitřní průměr vodiče $d_{min} = 1,3$ mm a vnější průměr vodiče $d_{max} = 4,33$ mm.

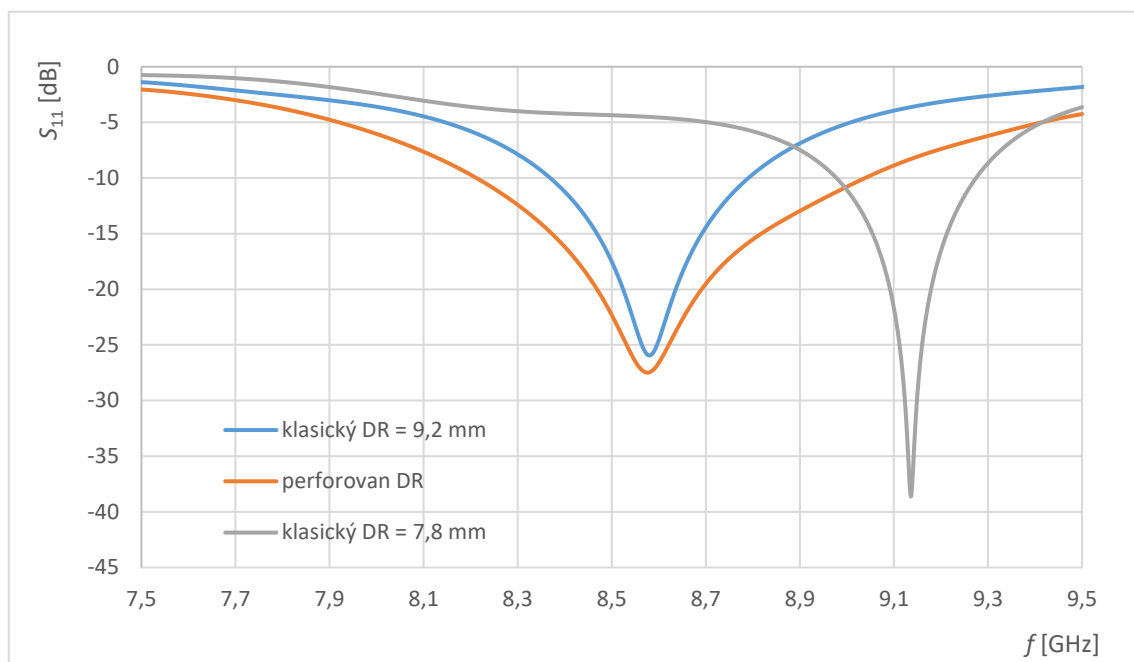
Dielektrický rezonátor je vytvořen z Arlon 1000 s výškou substrátu $h = 3,175$ mm o čtvercovém půdorysu $a = 9,2$ mm. Perforovaný rezonátor je pak děrovaný pomocí čtvercové mřížky o straně $s = 1,5$ mm, vrtákem 1,2 mm. Na obrázku 6.1 jsou zobrazené oba modely.



Obrázek 6.1: Model klasické DRA (vlevo), model perforované DRA (vpravo)

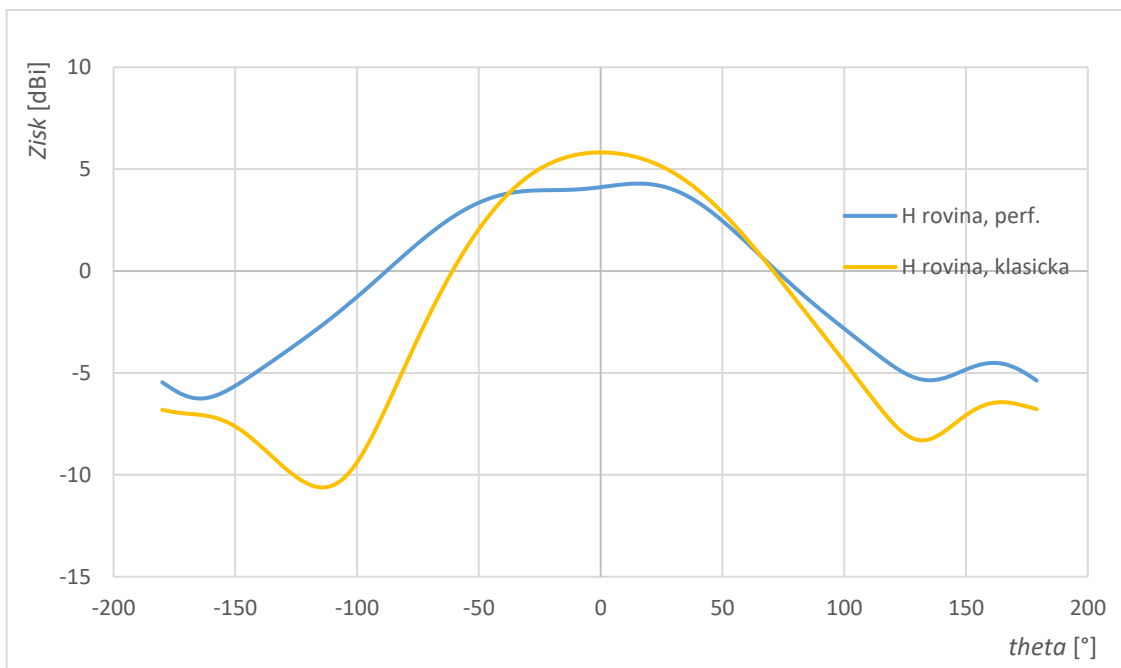
Na obrázku 6.2 je zobrazen činitel odrazu S_{11} pro všechny antény. Klasická DRA

(velikost DR $a = 9,2$ mm) byla optimalizovaná na stejný kmitočet jako perforovaná DRA, tj. 8,58 GHz. Druhá klasická DRA má velikost DR $a = 7,8$ mm, což odpovídá velikosti prostoru vzniklého perforacemi. Lze si povšimnout, že se značně liší šířka pásma, pro klasickou DRA $a = 9,2$ mm je šířka pásma $B_{-10\text{ dB}} = 430$ MHz a pro perforovanou DRA $B_{-10\text{ dB}} = 810$ MHz a pro velikost $a = 7,8$ mm $B_{-10\text{ dB}} = 300$ MHz, zároveň i vzrostl kmitočet na 9,1 GHz.



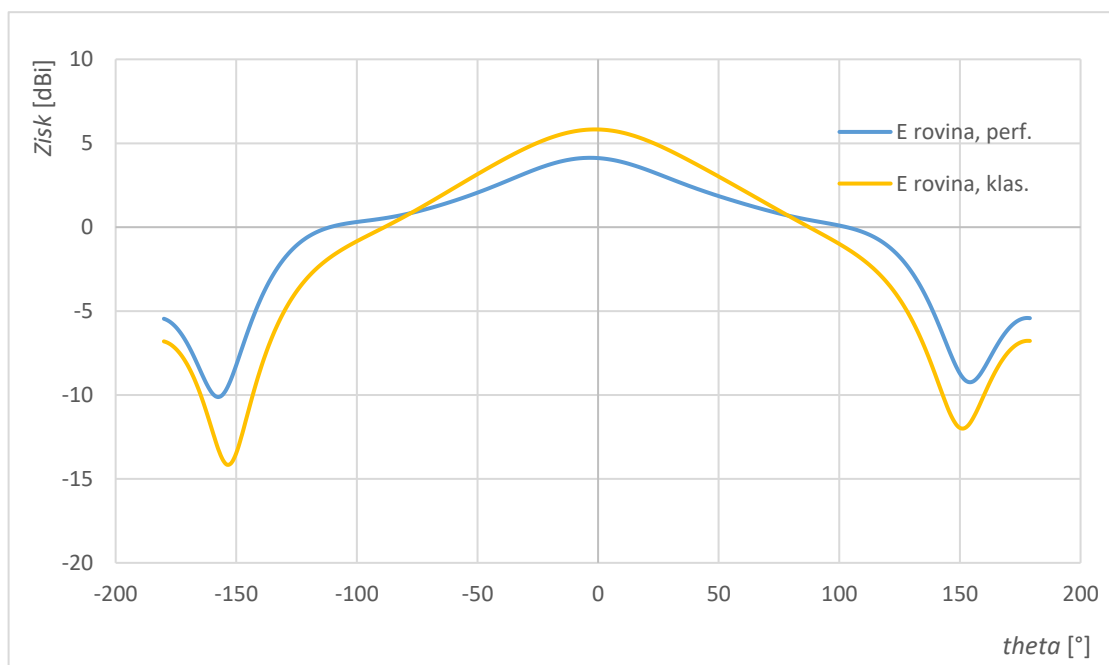
Obrázek 6.2: Činitel odrazu S_{11} pro klasickou a perforovanou DRA

Na obrázku 6.3 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v H rovině ($\phi = 90^\circ$) při frekvenci 8,6 GHz. Klasický rezonátor dosahuje vyššího zisku zhruba o 1,7 dBi. (Je zobrazen pouze jeden průběh klasické DRA, protože jsou téměř stejné.) Nižší zisk pro perforovanou DRA je způsoben, že vlna uzavřená v neperforované části vidí své okolí s vyšší permitivitou, viz kap. 5.1. Proto má větší snahu se uzavírat i v blízkém okolí tvořeném perforacemi a tím rozptylovat část dostupné energie. Perforovaný substrát je jakýsi kompromis, který se snaží dosáhnout na výsledky samotného rezonátoru. Směrovost dosahuje šířky 136° pro perforovaný rezonátor, pro obyčejný 99° .



Obrázek 6.3: Směrovost v H rovině $f = 8,6$ GHz

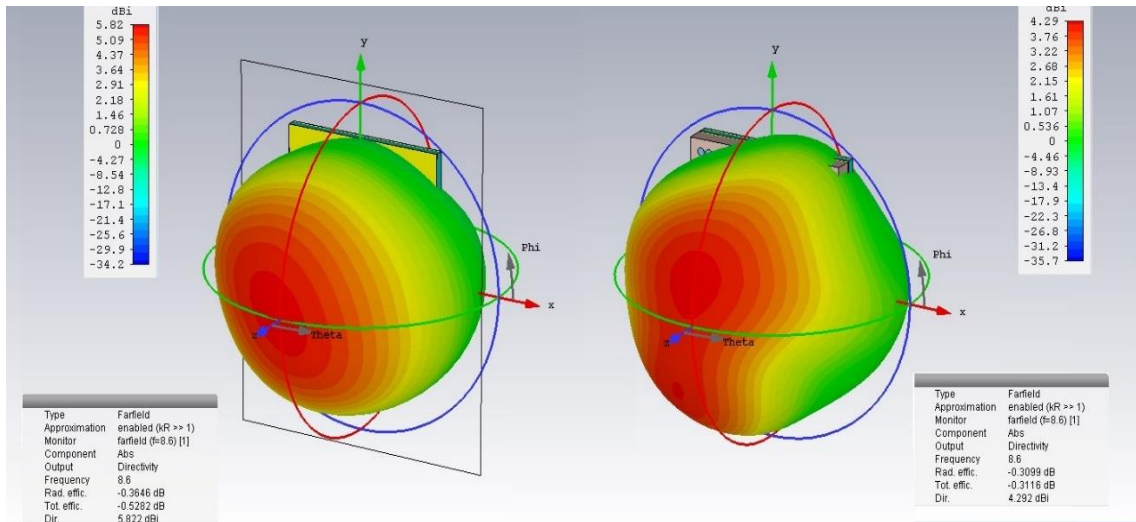
Na obrázku 6.4 jsou zobrazeny směrové charakteristiky v E rovině ($\phi = 0^\circ$) při frekvenci 8,6 GHz. Klasický rezonátor dosahuje vyššího zisku zhruba o 1.7 dBi. Směrovost pro pokles o 3 dB dosahuje šířky 136° pro perforovaný rezonátor, pro obyčejný 107° .



Obrázek 6.4: Směrovost v E rovině $f = 8,6$ GHz

Na obrázku 6.5 jsou zobrazené 3D směrové charakteristiky. Vlevo je klasická

DRA a vpravo je perforovaná DRA na frekvenci 8,6 GHz. Tvar by měl mít ideální soustředné kružnice v ose z. To však zde pozorovat nelze. Eliptický tvar je způsoben z části mikropáskovým vedením, neboť se jedná o otevřené vedení, a z části kvůli konektoru. U klasické DRA konektor příliš neovlivňuje charakteristiku. U perforované už ano. Je to způsobené asi tím, že vyzářená vlna se může odrazet od stěny konektoru ke stěně perforovaného substrátu.



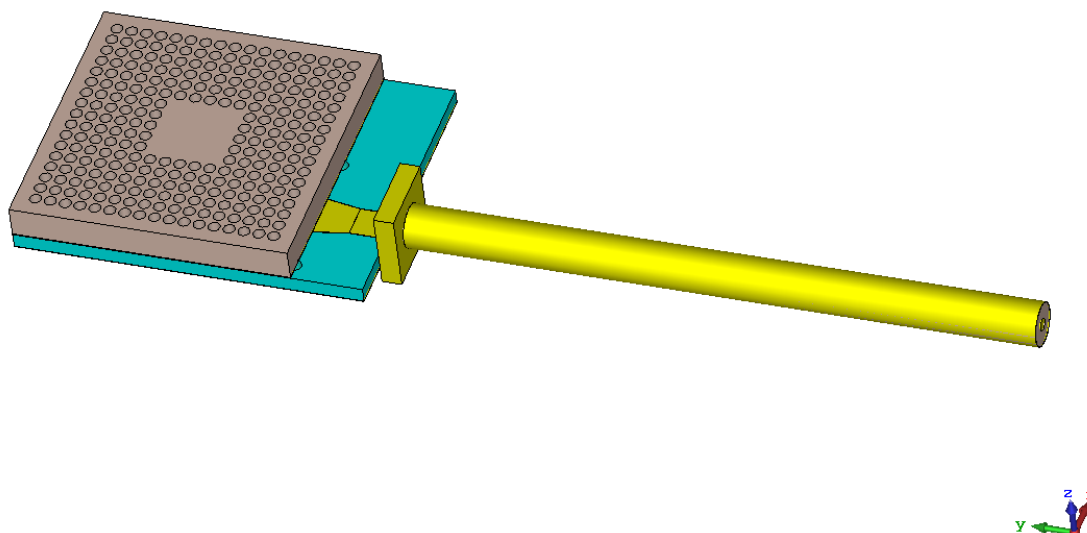
Obrázek 6.5: 3D směrová char. klasická DRA (vlevo), perforovaná DRA (vpravo)

7 SROVNÁNÍ VÝSLEDKŮ SIMULACE A MĚŘENÍ

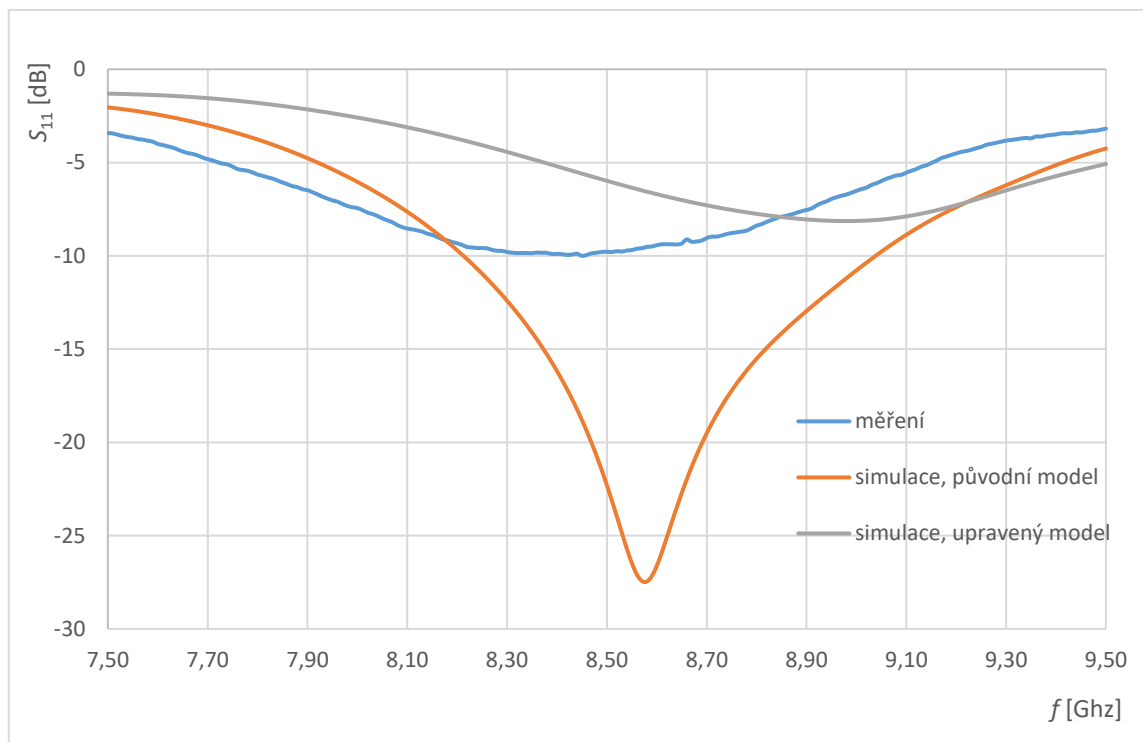
U vyhotovené antény byly změřeny S-parametry a vyzařovací charakteristiky v bezodrazové komoře, která se nachází v laboratoři ústavu radioelektroniky na FEKT VUT v Brně. Měřená anténa byla připevněna k otočnému podstavci s krokovým motorkem řízeným přes PC. Měřicí anténou byla Vivaldiho trychtýřová anténa. Data z obou antén byly poslány do vektorového obvodového analyzátoru, který dále přeposílal naměřená data do PC.

Měřená anténa byla připevněna konektorem nahoru v přímé dráze k měřicí anténě. Tedy slot byl umístěn kolmo k podlaze komory, v tomto směru se nachází H rovina a ve směru podélném s podlahou komory se nachází E rovina. U obou rovin byly rovněž měřeny i jejich křížové složky dané polarizace.

Protože vyrobená anténa nepracuje podle teoretických předpokladů, jsou výsledky naměřených hodnot srovnány s upraveným modelem na obrázku 7.1. Na obrázku je 7.2 je zobrazen naměřený činitel odrazu S_{11} se simulovaným upraveným a původním modelem. Při výrobě vznikla mezi deskou rezonátoru a deskou napájení mezera, která činila minimálně 50 μm , protože byla použita ke slepení oboustranná lepicí páska. Uchycení DR bylo realizováno dvěma pruhy pásky a pod DR vnikl prostor vyplněný vzduchem. Jak je vidět na obrázku 7.2, tato mezera ovlivnila přizpůsobení natolik, že je téměř nepoužitelné.

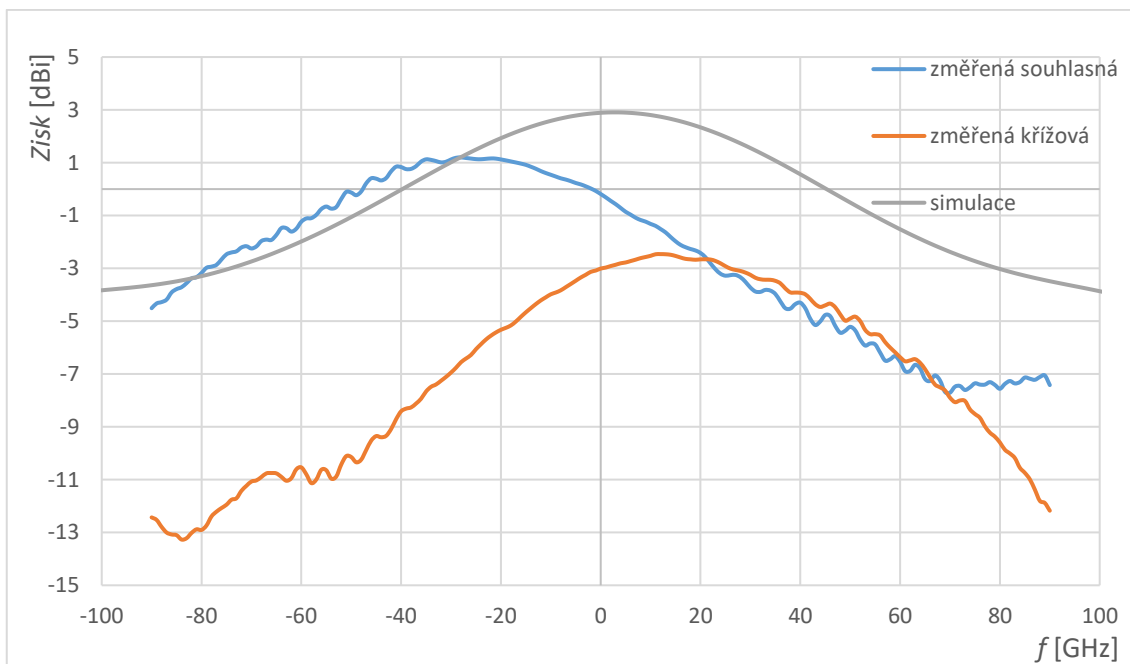


Obrázek 7.1: Upravený model



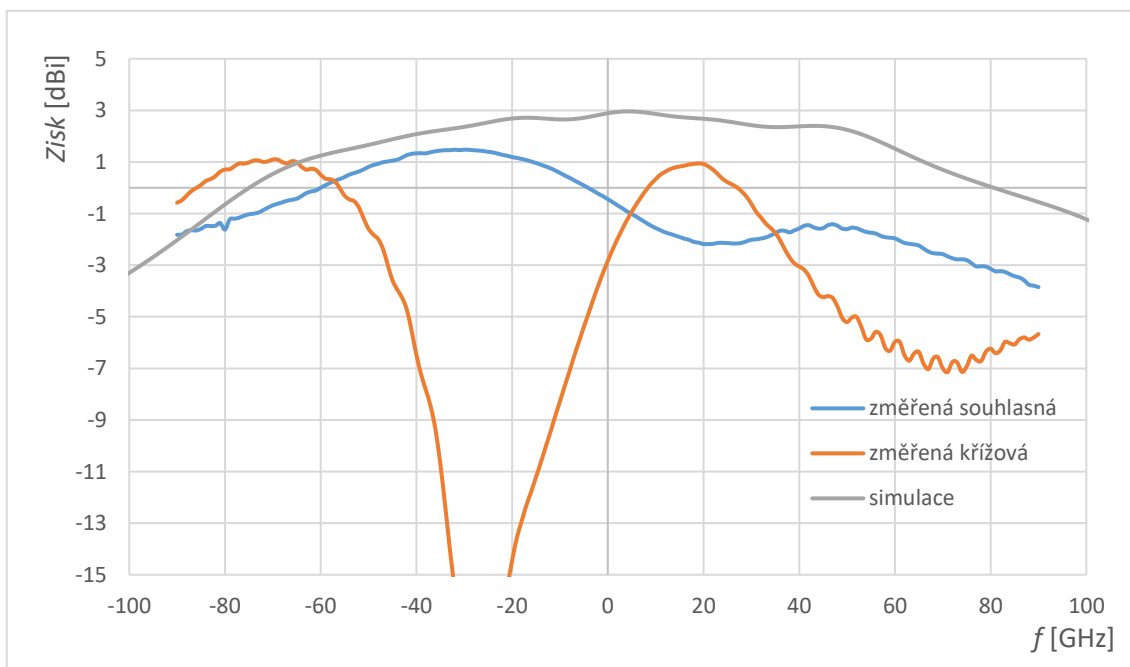
Obrázek 7.2: Simulovaný a změřený průběh činitele odrazu S_{11}

Na obrázku 7.3 jsou zobrazené směrové charakteristiky v rovině E ($\phi = 0^\circ$). V upraveném modelu byla přidána vzduchová mezera $50 \mu\text{m}$ mezi deskou rezonátoru a deskou napájení a bylo prodloužené napájecí koaxiální vedení na 70 mm , které bylo připojeno v komoře. Teoretický zisk v tohoto modelu v E rovině (kolmo na slot) činí $2,94 \text{ dBi}$. Naměřený zisk v souhlasné rovině činí pouze $1,1 \text{ dBi}$. Celá charakteristika je také posunuta o -20° , což může být způsobené nepřesným sesazením. Průběh se ale podobá teoretickému. Protože zemní rovina byla navržena špatně – příliš malá, vystupuje do popředí křížová složka E roviny. Je to způsobené tím, že byl zvolen poměrně nízký poměr D/s , tím vniká mimo DR okolí o efektivní relativní permitivitě $5,5$. To je poměrně vysoká hodnota, a tak je materiál schopný akumulovat značné množství energie. Díky tomu ale zabraňuje povrchovým proudům, aby zanikly v zemní rovině. Povrchové proudy pak mohou odtékat po koaxiálním vedení. Na koaxiálním vedení mohou tyto proudy způsobovat nechtěné vyzařování. Tím vzniká vysoká hodnota křížové složky E roviny.



Obrázek 7.3: Simulovaný a změřený průběh v E rovině $f = 8,4 \text{ Ghz}$

Stejný efekt nevhodně velké zemní roviny se projevuje i v H rovině ($\phi = 90^\circ$) na obrázku 7.4, kde křížová složka dosahuje zisku dokonce stejně velkého jako v souhlasné směru. Teoretický zisk činí 2,91 dBi. Změřený zisk činí 1,1 dBi v souhlasné rovině a i v maximech křížové složky, jak je vidět na obrázku. Nevhodná velikost zemní roviny byla i experimentálně ověřena, protože měření S-parametrů bylo velmi ovlivněno, pokud se konektoru dotýkal plochý šroubovák.



Obrázek 7.4: Simulovaný a změřený průběh v H rovině $f = 8,4 \text{ Ghz}$

8 ZÁVĚR

Tato práce se zabývá návrhem dielektrické rezonátorové antény s integrovaným rezonátorem pracující v mikrovlnném pásmu X. V simulacích byly ověřeny platnosti vzorců pro výpočet rezonanční frekvence dielektrického rezonátoru. Rezonátor je napájen štěrbinou, jejíž návrh vychází z teoretických návrhových vzorců, které byly rovněž simulacemi ověřeny. Energie do slotu je přiváděna pomocí vlnovodu integrovaného do substrátu. Podařilo se vytvořit numerický model klasické rezonátorové antény. Anténu se podařilo vyladit na kmitočtu 8,6 GHz s šířkou pásma 430 MHz, což je 5 % a ziskem 5,9 dBi a směrovostí zhruba 120° v rovině E a H.

V další části je zaměřena pozornost na integraci rezonátoru do substrátu. V této práci byla zvolena technologie pomocí vrtání do substrátu. V simulacích je ověřena tato technologie pomocí aproximace homogenním okolím, tak i skutečným vrtáním. Na úrovni simulací je provedeno srovnání optimalizovaného modelu klasické a perforované DRA. Oba modely byly vyladěné na 8,6 GHz a při zachování stejných napájecích vlastností dosahuje perforovaná DRA dvojnásobné šířky pásma, tedy zhruba 9,5 %, což odpovídá teoretickým předpokladům, zatímco na směrové úhly perforace vliv nemají, způsobují však pokles zisku o 1,7 dBi, což je způsobené rozptýlením části energie do perforovaného substrátu.

Anténu se podařilo úspěšně vyrobit. Mechanická pevnost integrovaného DR v materiálu Arlon 1000 byla výborná. Avšak díky lepící pásce vnikla minimálně 50 μm mezera mezi vrstvou rezonátoru a vrstvy napájení z Arlonu 25N a anténa se stala relativně nepřizpůsobená. Toto bylo zanedbáno v numerickém modelu a činitel odrazu na vstupu nedosáhl ani -10 dB, což mělo výrazný podíl na zisku, který dosahoval pouze 1,1 dBi. Obě vrstvy mohou být také nepřesně sesazeny. Další chybou byl špatný návrh zemní roviny, ta byla příliš malá a akumulovaná energie v okolí DR bránila, aby mohly povrchové proudy zaniknout. Ty mohly odtékat skrz koaxiální kabel, kde způsobovaly nechtěné vyzařování. To způsobilo výrazné křížové složky v E a H rovině.

V dalším výrobním modelu by byly tyto vlivy blíže zkoumány a věřím, že by se podařilo vyrobit funkční anténu se všemi výhodami perforací, neboť práce s dielektrickým rezonátorem byla velmi zajímavá.

LITERATURA

- [1] PETOSA, A., Dielectric Resonator Antennas Handbook, Artech House Antennas and Propagation Library, 2007
- [2] KUBÍN, Petr. Dielektrická rezonátorová anténa na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu. Brno, 2013, 62 s. Dostupné také z: https://www.vutbr.cz/studium/zaverecne-prace?zp_id=65694. Diplomová práce. Vysoké Učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Ing. Tomáš Mikulášek, Ph.D.
- [3] W. M. Abdel Wahab, D. Busuic and S. Safavi-Naeini, "Low Cost Planar Waveguide Technology-Based Dielectric Resonator Antenna (DRA) for Millimeter-Wave Applications: Analysis, Design, and Fabrication," in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2499-2507, Aug. 2010. DOI: 10.1109/TAP.2010.2050443.
- [4] BALANIS, C.A. Antenna theory: analysis and design. 3rd ed. Hoboken: Wiley-Interscience, 2005, xvii, 1117 s. ISBN 978-0-471-66782-7.
- [5] Microwave 101: Substrate Integrated Waveguide. Microwave and RF information for Engineers: Microwave calculators, Encyclopedia, Discussion Forum [online]. 2016 [cit. 2016-11-23]. Dostupné z: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/substrate-integrated-waveguide>.
- [6] HUITEMA, L. a T. MONEDIERE. Dielectric Material [online]. InTech, 2012, 312 s. [cit. 2016-11-23]. ISBN 978-953-51-0764-4. Dostupné z: <http://www.intechopen.com/books/dielectric-material/dielectric-materials-for-compact-dielectric-resonator-antenna-applications>.
- [7] SEDLÁČEK, P. Štěrbínová anténní řada na bázi vlnovodu integrovaného do substrátu [online]. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. 2012.
- [8] MARTINEC, Matěj. SIW štěrbinová anténa. Brno, 2013. Vysoké učení technické, Fakulta Elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Ing. Kamil Pítra.
- [9] GONG, Ke a Xue Hui HU. Low-Profile Substrate Integrated Dielectric Resonator Antenna Implemented With PCB Process, in *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE* , vol.13, no., pp.1023-1026, 2014.
- [10] Multimediální učebnice: Vlnovody. Ústav radioelektroniky [online]. Brno [cit. 2016-11-26]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?nav=3-1-A>.
- [11] DESLANDES, Dominic a Ke WU. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES. Accurate Modeling, Wave Mechanisms, and Design Considerations of a Substrate Integrated Waveguide. 2006, Vol. 54, NO. 6, s. 11.
- [12] DRÍNOVSKÝ, J. Elektromagnetická kompatibilita: přednášky. Vyd. 1. V Brně: Vysoké učení technické, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2010. 229 s. ISBN 978-80-214-4202-3.
- [13] Microwave 101: Waveguide construction. Microwave and RF information for Engineers: Microwave calculators, Encyclopedia, Discussion Forum [online]. 2016 [cit. 2016-11-23]. Dostupné z: <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/waveguide-construction>.
- [14] Z. Kordiboroujeni and J. Bornemann, "New Wideband Transition From Microstrip Line to Substrate Integrated Waveguide," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 12, pp. 2983-2989, Dec. 2014. doi: 10.1109/TMTT.2014.2365794

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

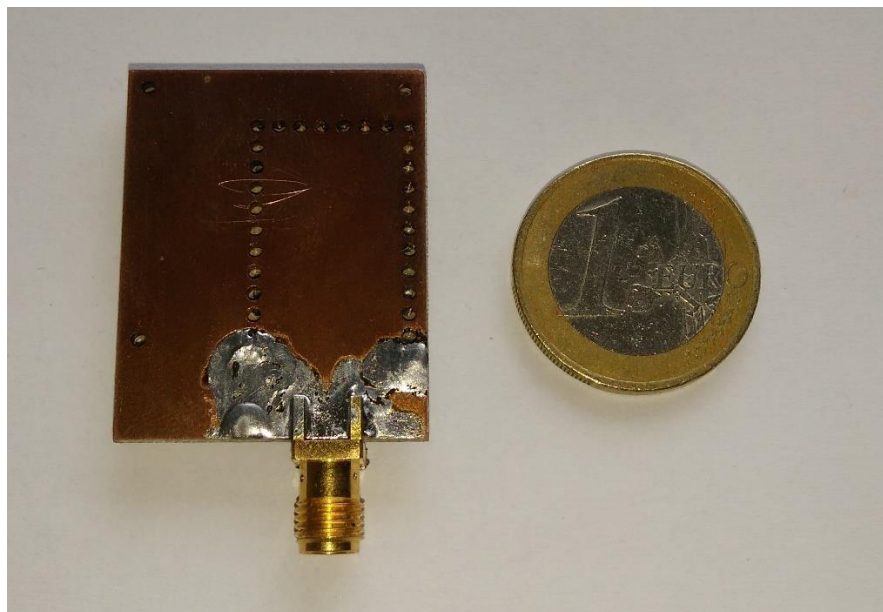
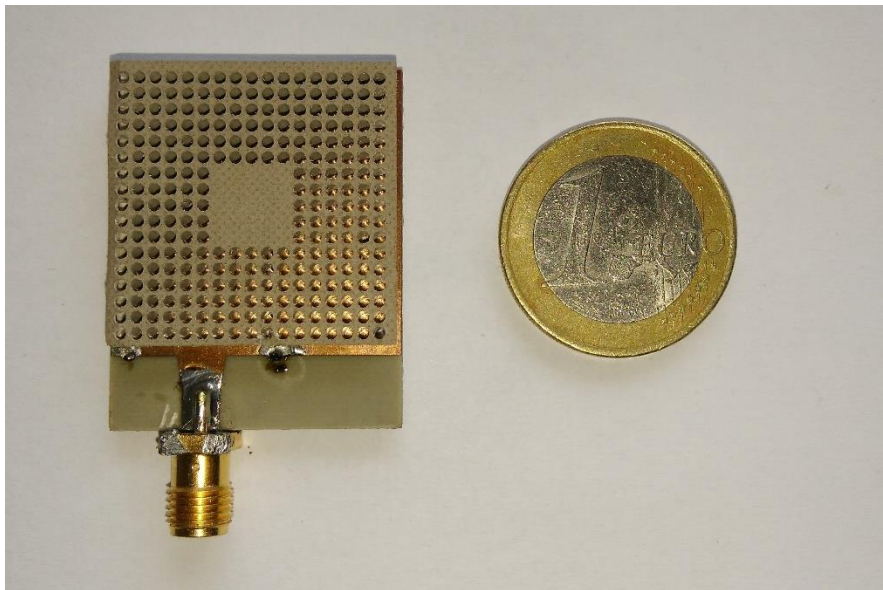
f	frekvence
f_0	rezonanční kmitočet
π	Ludolfovo číslo
c	rychlost světla
λ	vlnová délka
λ_0	vlnová délka ve vakuu
λ_g	vlnová délka ve vlnovodu v podélném směru
ϵ_r	relativní permitivita
ϵ_{ef}	efektivní permitivita děrovaného substrátu
μ	permeabilita
α	faktor vyplnění materiálu ve čtvercové mřížce
a_{kl}	šířka klasického vlnovodu
p	vzdálenost mezi prokvy
d	průměr prokovů
D	průměr díry v perforovaném substrátu
s	vzdálenost mezi dírami v perforovaném materiálu
a_s	šířka SIW vlnovodu
a, b, h	rozměry dielektrického rezonátoru
w_t	šířka přizpůsobení mikropásku
l_t	délka přizpůsobení mikropásku
w_m	šířka 50 Ω mikropásku
d_{min}	vnitřní průměr 50 Ω koaxiálního vedení
d_{max}	vnější průměr 50 Ω koaxiálního vedení
x_{sc}	vzdálenost slotu od zkratu vlnovodu
x_x	vzdálenost slotu od stěny vlnovodu
l_s	délka štěrbiny
w_s	šířka štěrbiny
$tg \delta$	ztrátový činitel dielektrika
m, n	vidová čísla
k_x, k_y, k_z	vlnová čísla

S_{11}	činitel odrazu
S_{21}	přenos
$B_{-10\text{ dB}}$	šířka pásma
PEC	dokonalý elektrický vodič
DRA	dielektrická rezonátorová anténa
DR	dielektrický rezonátor
SIW	vlnovod integrovaný do substrátu
cm	centimetrové vlny
mm	milimetrové vlny
TM	transvázálně-magnetická vlna
TE	transvázálně-elektrická vlna
HE	hybridní vlna (elektrická složka dominantní)
CST	Computer simulation technology
MW	Microwave studio

SEZNAM PŘÍLOH

A Fotografie vyrobené DRA	42
B Obsah přiloženého CD	43

A FOTOGRAFIE VYROBENÉ DRA



B OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

CD

Výrobní podklady

top.gbr

bot.gbr

sub_vrt.ncd

rez_vrt.ncd

CST soubory

antena_DRA_vyroba.cst

antena_DRA_mereni.cst

Bakalářská práce

bakalarska_prace.pdf