



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

MĚŘENÍ ÚČINNOSTI VYZAŘOVÁNÍ DIELEKTRICKÝCH REZONÁTOROVÝCH ANTÉN WHEELEROVOU METODOU

RADIATION EFFICIENCY MEASUREMENTS OF DIELECTRIC RESONATOR ANTENNAS USING WHEELER METHOD

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

David Sedler

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Michal Mrnka

BRNO 2017

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**

Ústav radioelektroniky

Student: David Sedler

ID: 164393

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Měření účinnosti vyzařování dielektrických rezonátorových antén Wheelerovou metodou

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Nastudujte postup návrhu dielektrických rezonátorových antén a možnosti experimentálního určování vyzařovací účinnosti antén obecně. Vytvořte numerický model dielektrické rezonátorové antény napájené vlnovodem integrovaným do substrátu (CST Microwave Studio). Anténu vyladte do rezonance na kmitočet 5,5 GHz a zkoumejte vliv velikosti a tvaru Wheelerovy dutiny na šířku pásma antény. Na základě simulací stanovte vhodné rozměry Wheelerovy dutiny pro navrženou anténu.

Připravte výrobní dokumentaci a navrženou dielektrickou rezonátorovou anténu zadejte do výroby společně s navrženou Wheelerovou dutinou. Změřte činitel odrazu a vyzařovací charakteristiky antény včetně zisku. Z poměru simulované směrovosti a naměřeného zisku stanovte přibližnou hodnotu účinnosti záření. Poté změřte účinnost záření nepřímo pomocí navržené Wheelerovy dutiny. Srovnajte tyto dvě metody z hlediska rychlosti měření a přesnosti naměřených výsledků.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PETOSA, A., ITTIPIBOON, A. Dielectric Resonator Antennas: A Historical Review and the Current State of the Art, Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol.52, no.5, pp.91,116, Oct. 2010.

[2] SMITH, G. An analysis of the Wheeler method for measuring the radiating efficiency of antennas, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol.25, no.4, pp.552,556, Jul 1977.

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 pojednává o využití dielektrických rezonátorů jako antény. Práce zahrnuje popis pole u kvádrového rezonátoru, možné dielektrické materiály, tvary a způsoby napájení, jako jsou koaxiální sonda, mikropáskové vedení nebo vlnovod integrovaný do substrátu. V projektu jsou uvedeny možnosti měření vyzařovací účinnosti antén obecně, pozornost je přitom zaměřena na měření pomocí Wheelerovy dutiny. Nedílnou součástí jsou návrhy vlnovodu, rezonátoru a celé antény. Návrh probíhal v softwaru CST Microwave Studio, kde jsou demonstrovány výsledky simulací. U vyrobené dielektrické rezonátorové antény byla měřena vyzařovací účinnost Wheelerovou metodou i účinnost získaná z naměřeného zisku. V práci jsou zahrnuty naměřené výsledky spolu se srovnáním měření obou metod a simulací.

KLÍČOVÁ SLOVA

Dielektrická rezonátorová anténa, vlnovod integrovaný do substrátu, CST Microwave Studio, Wheelerova metoda měření účinnosti.

ABSTRACT

Bachelor thesis discusses the dielectric resonators as antenna elements. This work includes description field rectangular resonators, possible dielectric materials, shapes and feeds, e.g. coaxial probe, microstrip line or substrate integrated waveguide. In project is listed measuring radiation efficiency of antennas in general and method used wheeler cavity. Bachelor thesis contains design of waveguide with proposal of dielectric resonator. Design of the antenna was conducted in software CST Microwave Studio and there are demonstrated results of simulations. Radiation efficiency of the dielectric resonator antenna was measured by the Wheeler method and the efficiency received from the measured gain. The work included the measured results together with a comparison of the measurements of both methods and simulations.

KEYWORDS

Dielectric resonator antenna, substrate integrated waveguide, CST Microwave Studio, efficiency measuring with Wheeler method.

Sedler, D. *Měření účinnosti vyzářování dielektrických rezonátorových antén*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 57 s., 3 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Michal Mrnka.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Měření účinnosti vyzařování dielektrických rezonátorových antén jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářského projektu 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. 1/2000 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 svým rodičům za podporu, kterou mi dali za celé studium a za poskytnutí možnosti se vzdělávat. Dále bych chtěl poděkovat vedoucímu mé práce Ing. Michalu Mrnkovi za jeho kladný přístup k mým dotazům a pomoci při problémech.

OBSAH

Seznam obrázků	vii
Seznam tabulek	viii
Úvod	
1 Dielektrická rezonátorová anténa	1
1.1 Úvod.....	2
1.2 Tvary DR.....	3
1.3 Rozložení pole obdélníkového DR	3
1.4 Materiály	5
1.5 Napájení dielektrických rezonátorových antén.....	6
1.6 Vlnovod integrovaný do substrátu	8
2 Měření účinnosti vyzařování	10
2.1 Měření účinnosti vyzařování obecně	10
2.2 Metoda měření s využitím radiačního štítu.....	14
3 Návrh a simulace DRA	17
3.1 Dielektrický rezonátor	17
3.2 Vlnovod integrovaný do substrátu	20
3.3 Vazební štěrbina	24
3.4 Přejít stíněného koplánárního vedení na SIW	27
3.5 Dielektrická rezonátorová anténa	29
3.6 Wheelerova dutina	33
4 Praktické a naměřené výsledky	38
4.1 Dielektrický rezonátor	38
4.2 Wheelerova dutina	41
4.3 Měření vyzařovací účinnosti Wheelerovou dutinou.....	41
4.4 Měření vyzařovací účinnosti ze zisku a směrovosti	43
4.4 Porovnání měřících metod	45

5 Závěr	46
Literatura	48
Seznam symbolů, veličin a zkratk	50
Seznam příloh	54

SEZNAM OBRÁZKŮ

- Obr 1.1 Různé tvary dielektrických rezonátorů
- Obr 1.2 Dielektrický rezonátor izolovaný (vlevo) a na zemní desce (vpravo)
- Obr. 1.3 Šíření elektrického a magnetického pole mikropáskem
- Obr. 1.4 Napájení mikropáskovým vedením - kvádrový a válcový rezonátor
- Obr. 1.5 Provedení koplanárního vedení
- Obr. 1.6 Zavedení koaxiální sondy
- Obr. 1.7 Buzení DR pomocí štěrbin
- Obr. 1.8 Principiální přechod z kovového vlnovodu na SIW
- Obr. 2.1 Principiální schéma měření substituční metodou
- Obr. 2.2 Měření vyzařovací účinnosti DRA
- Obr. 3.1 Dielektrický rezonátor na zemní desce
- Obr. 3.2 Rozložení intenzity elektrického pole na 3D modelu
- Obr. 3.3 Rozložení intenzity elektrického pole v DR v rovině xz
- Obr. 3.4 Vlnovod integrovaný do substrátu
- Obr. 3.5 Rozložení elektrického pole TE_{10} módu u obdélníkového vlnovodu
- Obr. 3.6 Vlnovod o rozměrech a_v a b_v
- Obr. 3.7 S_{11} vlnovodu integrovaného do substrátu
- Obr. 3.8 S_{12} vlnovodu integrovaného do substrátu
- Obr. 3.9 S_{11} simulovaného vlnovodu
- Obr. 3.10 S_{12} simulovaného vlnovodu
- Obr. 3.11 Vlnovod s podélně a příčně umístěnou štěrbinou
- Obr. 3.12 Umístění štěrbin pro symetrické vyzařování
- Obr. 3.13 Rozměry vazební štěrbin na vlnovodu
- Obr. 3.14 Princip přechodu na 50 ohmový konektor
- Obr. 3.15 Rozměry koplanárního vedení
- Obr. 3.16 Okótované koplanární vedení s SMA konektorem
- Obr. 3.17 Sestavený model DRA
- Obr. 3.18 Průběh činitele odrazu S_{11} na vyladěné DRA
- Obr. 3.19 Vyladěná DRA s vlnovodem integrovaným do substrátu
- Obr. 3.20 Průběh reálné části vstupní impedance Z_{vst}
- Obr. 3.21 Průběh vyzařovací η_{rad} a celkové účinnosti η_0

- Obr. 3.22 Vyzařovací účinnosti DRA s dokonalým vlnovodem
- Obr. 3.23 Vyzařovací diagram E a H roviny
- Obr. 3.24 Vliv zemní desky 400 x 400 mm na zisk G
- Obr. 3.25 Vyzařovací diagram simulované DRA ve 3D
- Obr. 3.26 Wheelerova dutina kvádrového tvaru
- Obr. 3.27 Dielektrický rezonátor zakryt Wheelerovou dutinou
- Obr. 3.28 Průběh ztrátového odporu R_{cd} při zakrytí DRA dutinou
- Obr. 3.29 Průběh ztrátového odporu R_{cd} s použitím menší dutiny
- Obr. 4.1 Zkoumání vlivu změny relativní permitivity substrátu DR
- Obr. 4.2 Vzduchová mezera mezi štěrbinou a DR
- Obr. 4.3 Činitel odrazu S_{11} u původního a zbrošeného DR
- Obr. 4.4 Reálná část vstupní impedance Z_{vst} u původního a zbrošeného DR
- Obr. 4.5 Posun dutiny z nominální pozice po ose y
- Obr. 4.6 Změřený ztrátový odpor R_{cd} u obou sestrojovaných dutin
- Obr. 4.7 Měření vyzařovací účinnosti η_{rad} Wheelerovou metodou
- Obr. 4.8 Srovnání naměřeného a simulovaného zisku

SEZNAM TABULEK

Tab. 1	Materiály od TramsTech Electronics používané na FEKT
Tab. 2	Výpočet rezonančních délek vedení
Tab. 3	S-parametry v závislosti na vzdálenosti prokovů p
Tab. 4	Porovnání vlastních rezonančních kmitočtů dutiny
Tab. 5	Rezonance s obsaženým DR uvnitř dutiny
Tab. 6	Vypočtené vyzařovací účinnosti
Tab. 7	Srovnání simulovaného a skutečného DR
Tab. 8	Srovnání rozměrů skutečných a simulovaných Wheelerových dutin
Tab. 9	Srovnání simulovaných a naměřených dutin
Tab. 10	Zisk a vypočtená vyzařovací účinnost η_{rad}
Tab. 11	Srovnání metod měření vyzařovací účinnosti η_{rad}

Úvod

Bakalářská práce pojednává o dielektrických rezonátorových anténách (dále DRA). V projektu jsou vystiženy důležité parametry, používané materiály a tvary dielektrických rezonátorů (dále DR). Projekt pojednává o rozložení pole u obdélníkového DR a možnosti buzení včetně vlnovodu integrovaného do substrátu (SIW).

Následující kapitola se zabývá možnostmi měření účinnosti vyzařování obecně a metodami vhodnými pro DRA, se zaměřením na Wheelerovu metodu. Součástí je i samotný návrh dielektrického rezonátoru, vazební štěrbiny, koplanárního vedení a vlnovodu integrovaného do substrátu.

Dále navazují praktické návrhy v simulačním software CST Microwave Studio. Simulace byly provedeny na samotném DR, SIW a na výsledném modelu antény. Byly zkoumány závislosti parametrů, jako je činitel odrazu S_{11} , vstupní impedance Z_{vst} , celková účinnost η_o i vyzařovací účinnosti η_{rad} spolu se směrovým diagramem antény. Práce zkoumá vliv Wheelerovy dutiny na modelovanou DRA a následně je na základě simulací zvolen vhodný tvar této dutiny.

V poslední kapitole je zahrnuta samotná výroba antény a Wheelerovy dutiny. Součástí jsou i jednotlivá měření vyzařovací účinnosti, tedy Wheelerova metoda a měření zisku se směrovostí. Součástí práce je i samotné porovnání obou metod.

1. Dielektrická rezonátorová anténa

Úvodní kapitoly se zabývají používanými tvary dielektrických rezonátorů a rozložením pole u obdélníkové DR. V kapitole jsou uvedeny vhodné materiály včetně konkrétních substrátů od firmy TramsTech Electronics s. r. o. Poslední část se zabývá možnostmi napájení a buzení.

1.1 Úvod

Prvotní využití dielektrických rezonátorů začalo už v polovině minulého století, kde se dielektrické rezonátory používaly v mikrovlnných obvodech jako oscilátory a filtry. Na konci 50. let 20. století se objevila myšlenka využití dielektrických rezonátorů i jinak [1]. Začal tak bližší výzkum jejich parametrů a vlastností, přičemž se přišlo na vhodné využití těchto rezonátorů jako antén.

DR s použitím jako antény mají velice dobrou vyzařovací účinnost, přesahující až 95 %. Hlavním důvodem je absence kovových částí u rezonátoru. Ztráty v DR jsou tvořeny nedokonalým dielektrikem, které udává ztrátový činitel $tg \delta$. Celkové dielektrické ztráty DR zahrnují vodivostní a ionizační ztráty, které jsou doprovázeny ohřevem dielektrika. Příčinou dielektrických ztrát jsou pohyby volných a vázaných nosičů elektrického náboje v materiálu [2].

Použití DR je zvláště výhodné v mikrovlnných pásmech, protože u metalických antén se projevují velké ztráty. Zvyšováním pracovní frekvence se ovšem projevuje nedokonalé dielektrikum rezonátoru a vyzařovací účinnost se snižuje. Tento jev nastává zejména v rozsahu 100 – 300 GHz [1].

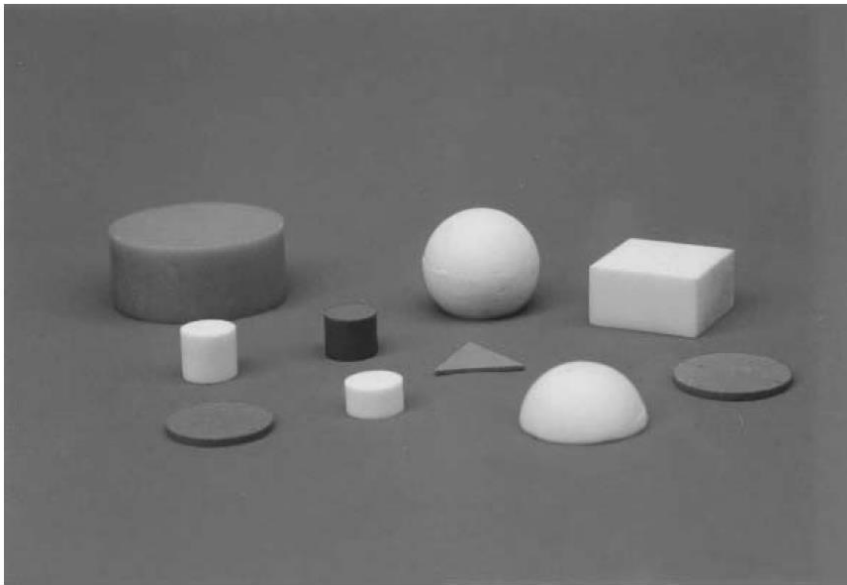
Základem dielektrické rezonátorové antény je tedy dielektrický rezonátor, který spolu s buzením tvoří dielektrickou rezonátorovou anténu. Materiál rezonátoru je tvořen dielektrikem s malým ztrátovým činitelem 10^{-4} až 10^{-3} a vysokou hodnotou relativní permitivity, až 140 [3]. Buzení rezonátoru je možné vyřešit několika způsoby, mezi časté způsoby patří mikropásek, štěrbinová, koaxiální sonda, případně jejich kombinace.

Rozměry DR jsou závislé na rezonanční frekvenci, se zvyšujícím kmitočtem se obecně velikost DR zmenšuje. Dalším parametrem ovlivňujícím rezonátor je permitivita materiálu, ze kterého je vyroben, a jeho tvar. Nejpoužívanější tvary jsou kulové, válcové a kvádrové.

1.2 Tvary DR

Dielektrické rezonátory mohou mít různé tvary, nejpoužívanějšími jsou válcové a kvádrové, jejichž návrh není příliš složitý a především je jejich použití efektivní. Další možnosti tvarů jsou polokoule neboli kulový vrchlík. Toto řešení není v praxi příliš využíváno z důvodu složitosti výroby [1].

Obecně lze říci, že tvar DR může být jakýkoliv, nebo je možné stávající nadále upravovat, například ořezem. Speciální tvary DRA se vytváří zejména pro nastavení požadovaných parametrů, jako je šířka pásma BW nebo rezonanční frekvence f_r . Vhodným návrhem tvaru a velikosti rezonátoru dosahujeme požadovaných vlastností v oblasti rezonančního kmitočtu a šířky pásma.



Obr. 1.1: Různé tvary dielektrických rezonátorů [1]

1.3 Rozložení pole obdélníkového DR

Princip šíření vlny z dielektrického rezonátoru je závislý na rozhraní dvou prostředí, tedy dielektrikum – vzduch. Při dopadu elektromagnetického vlnění dochází k odrazu a lomu vlny uvnitř dielektrika. V DR tedy vzniká stojaté vlnění, které je při rezonančním kmitočtu f_r vyzařováno z rezonátoru do volného prostředí.

Výpočetní vztahy byly použity ze zdroje [9].

Pro dielektrický rezonátor platí [9],

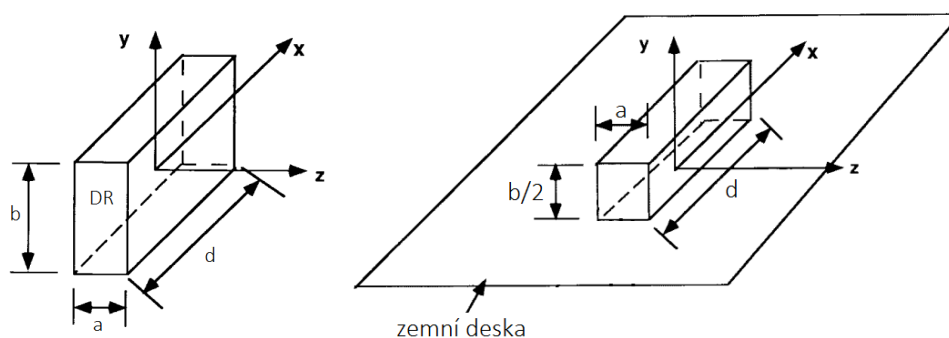
$$\frac{\partial E}{\partial n} = 0 \quad (1.1)$$

kde E je intenzita elektrického pole a n udává normálu k povrchu rezonátoru. Pro splnění podmínky magnetické stěny je nutné splnit,

$$\vec{H} \times \vec{n} = 0 \quad (1.2)$$

kde H představuje vektor intenzity magnetického pole. Na každé ploše rezonátorů nemusí být nutně splněny obě podmínky. V případě splnění pouze první podmínky (1.1) jsou DR omezené a při splnění obou podmínek (1.1 i 1.2) jsou neomezené. Pravoúhlé rezonátory splňují pouze podmínku (1.1) a pracují v módech TE a TM. V případě použití dielektrického vlnovodu je existence módu TM nejistá, proto pracujeme s nižšími módy TE [9]. Podmínky platí pro nekonečný rozdíl dielektrika, rovnice jsou tedy pouze přibližné.

Kvádrový DR je dán rozměry a , b , d , kde a udává šířku, b výšku a d délku dielektrického rezonátoru. Pokud jsou rozměry DR v poměru $a > b > d$, vybudí se při rezonančním kmitočtu módy TE^x_{111} , TE^y_{111} a TE^z_{111} .



Obr. 1.2: Dielektrický rezonátor izolovaný (vlevo) a na zemní desce (vpravo) [7]

Zemní deska (obr 1.2) pro vid TE^z_{111} a TE^x_{111} představuje elektrickou stěnu. Výška b izolovaného DR je ekvivalentní k výšce $b/2$ umístěným na zemní ploše. Z tohoto důvodu lze použít vztahy pro izolovaný DR pro výpočty u DR na zemní desce.

Při dodržení podmínky (1.1) lze vypočítat vlnová čísla,

$$k_x = \frac{\pi}{d} \quad (1.1)$$

$$k_y = \frac{\pi}{b} \quad (1.2)$$

kde k_x udává vlnové číslo ve směru x a k_y vlnové číslo ve směru y uvnitř DR.

Vlnové číslo k_z ve směru z lze vypočítat,

$$k_z \cdot \tan\left(\frac{k_z}{2}\right) = \sqrt{(\varepsilon_r - 1) \cdot k_0^2 - k_z^2} . \quad (1.3)$$

Dále platí,

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \varepsilon_r \cdot k_0^2 \quad (1.4)$$

,kde k_0 udává vlnové číslo ve volném prostoru.

1.4 Materiály DR

Dielektrické rezonátory jsou tvořeny z nízko-ztrátových materiálů, jejich relativní permitivita se běžně pohybuje v rozmezí $6 < \varepsilon_r < 140$ [5]. Permitivita u dielektrických materiálů, tedy u DR, je závislá na frekvenci i teplotě a její hodnota se se změnou těchto veličin mění. Materiály, většinou substráty, jsou tvořeny směsicí vhodných prvků tak, aby měly požadovanou permitivitu.

Pro běžné využití se substráty vyrábějí z určitých materiálů, mezi často používané patří titan, baryum nebo zirkon. Mezi firmy, které substráty vyrábějí, patří například Countis Laboratories nebo TramsTech Electronics s. r. o. [1]. Konkrétní materiály používané na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií jsou uvedeny v tabulce 1.

Firma	Materiál	h [mm]	ε_r [-]	$tg \delta$ [-]
TramsTech Electronics s. r. o.	Arlon 1000	3,175	10,0	0,0030
	Arlon 600	1,575	6,15	0,0030
	Arlon 25N	1,524	3,38	0,0025

Tab. 1: Materiály od TramsTech Electronics používané na FEKT [VUT FEKT]

1.5 Napájení dielektrických rezonátorových antén

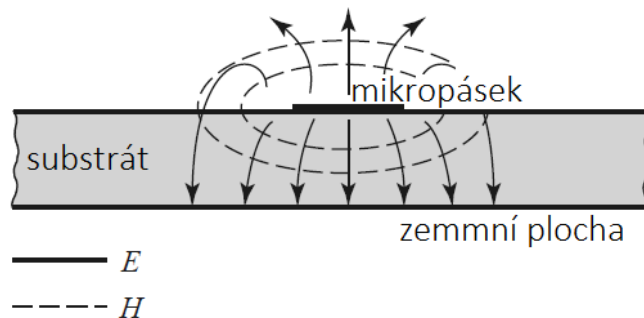
Pro splnění požadavků DRA, jako například požadovaný vyzářovací diagram, účinnost, šířka frekvenčního pásma a další parametry, je nutné korektní buzení.

Dielektrické rezonátorové antény lze napájet několika způsoby, každá z možností má své výhody a nevýhody použití. Mezi nejpoužívanější buzení patří koaxiální sonda, mikropáskové vedení, koplanární buzení nebo buzení vlnovodem integrovaným do substrátu [1].

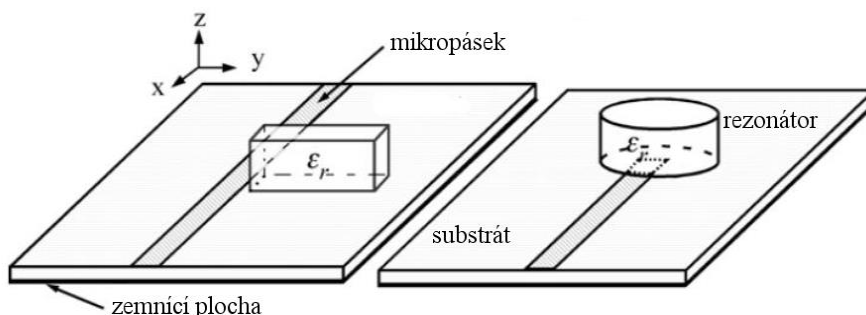
Nezbytně nutné je přesné umístění napájecího portu a jeho rozměry, oba tyto parametry ovlivňují výsledné parametry DRA. Pro účely práce bylo zvoleno použití vlnovodu SIW s napájením přes štěrbinu, z důvodu absence nežádoucího vyzářování.

Mikropáskové vedení

Napájení mikropáskem je běžně používanou metodou pro buzení DR, zejména pro vysoké kmitočty. Nevýhodou je fakt, že mikropásek vyzářuje a ovlivňuje vyzářovací charakteristiku DRA i účinnost. U obdélníkových DRA vybudí mikropásek mód TE_{111}^x , zatímco u válcových tvarů vybudí HE_{118} [7]. Vazba mezi DR a mikropáskem je ovlivňována vzdáleností DR od mikropásku a permitivitou DR. Pro optimální účinnost vyzářování by měla permitivita DR zůstat $\epsilon_r > 20$ [7].



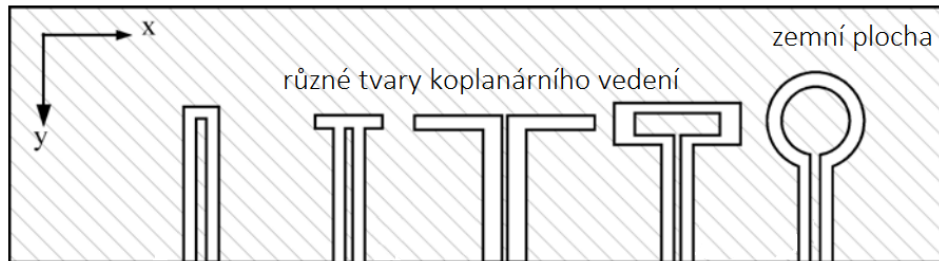
Obr. 1.3: Šíření elektrického a magnetického pole mikropáskem [2]



Obr. 1.4: Napájení mikropáskovým vedením - kvádrový a válcový rezonátor [7]

Koplanární vedení

Vazbu opět ovlivňuje poloha DR vůči smyčce a relativní permitivita rezonátoru. Kruhá smyčka se používá u válcového tvaru, zatímco tvar písmene Π se používá u pravoúhlých rezonátorů. Vhodnou polohou DR vůči smyčce lze vybudit módy $HE_{11\delta}$, nebo TE_{011} [7].



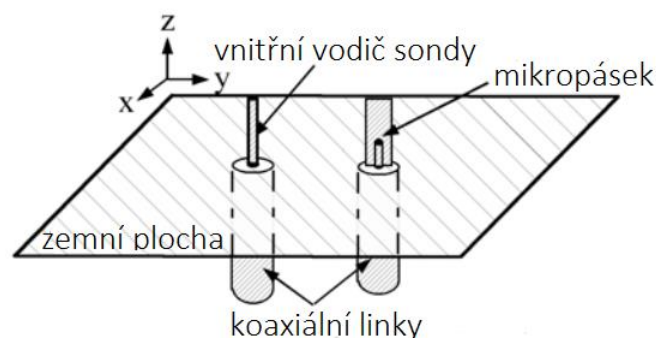
Obr. 1.5: Provedení koplanárního vedení [7]

Koaxiální sonda

Buzení je možné přímo koaxiální sondou nebo v kombinaci s mikropáskem. Změnou rozměrů mikropásku je možné ladit impedanční přizpůsobení. Častým způsobem zavedení sondy je zesponu, pod zemnicí desku, kde vnitřní vodič koaxiální linky vystupuje nad zem.

Koaxiální sonda se přikládá těsně k DR. Vzájemnou vazbu lze ovlivnit vzdáleností DR vůči koaxiální sondě, nebo přímo délkou vyvedeného vnitřního vodiče. Další způsob je zavedení sondy přímo do rezonátoru, přes vyvrtaný otvor uvnitř DR.

U obdélníkových DRA se vybudí mód $TE_{\delta 11}^x$, u válcového tvaru dochází k vybuzení módu $HE_{11\delta}$ nebo $TM_{11\delta}$ [7]. Hlavní výhodou použití koaxiální sondy je impedanční přizpůsobení na 50Ω .

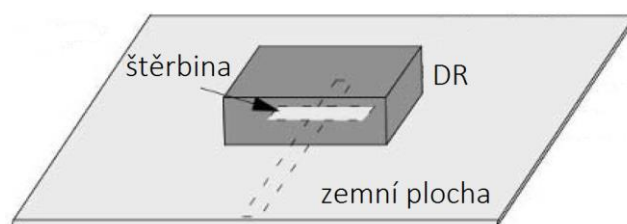


Obr. 1.6: Zavedení koaxiální sondy [7]

Štěrbina

Buzení štěrbinou je založeno na otvoru určitého tvaru a velikosti na zemní desce. Různé tvary štěrbin se používají k vybuzení určité polarizace, nejpoužívanější v případě DR je obdélníkový tvar [7].

Výhodou je, že při použití štěrbin nedochází k nežádoucímu záření, jako u mikropásku, a nedochází tedy k ovlivnění vyzařovací charakteristiky. Požadovaného přizpůsobení docílíme posuven DR ku štěrbině a změnou rozměrů samotné štěrbiny. Pro praktické použití štěrbin se doporučuje minimální frekvence v rozmezí 1- 2 GHz, pro nižší frekvence by byla štěrbina příliš velká [1].

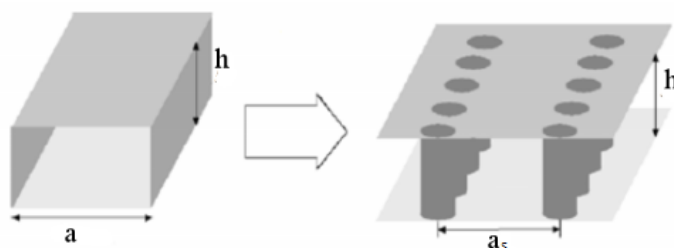


Obr. 1.7: Buzení DR pomocí vazební štěrbin [1]

1.6 Vlnovod integrovaný do substrátu

Jedná se o specifickou formu vlnovodu používanou v mikrovlnných pásmech. Využívá se například u vedení pro kmitočtové filtry, děliče výkonu nebo právě pro dielektrické rezonátorové antény.

Základ vlnovodu je dielektrický substrát, který je oboustranně pokoven. Vlnovod je tvořen souměrně vyvrtanými válcovými prokvy po celé délce, které spojují pokovení na obou stranách. Prokvy musejí být dostatečně blízko pro zamezení ztrát a jsou od sebe vzdáleny s konstantní vzdáleností p o průměru d . Prokvy jsou z vnitřní strany pokoveny mědí.



Obr. 1.8: Principiální přechod z kovového vlnovodu na SIW [8]

Ztráty jsou tvořeny tak jako u klasického vlnovodu - konečnou vodivostí stěn. U SIW se navíc projevují ztráty prosakováním energie skrz mezery mezi prokvy. Dalšími ztrátami, které se oproti klasickému vlnovodu projevují, jsou ztráty v dielektriku udávané ztrátovým činitelem $tg \delta$.

Vlnovod integrovaný do substrátu si zachovává výhody klasického kovového vlnovodu, jako jsou nízké ztráty elektromagnetického vlnění a možnost přenosu vysokých výkonů, které závisí na průrazné pevnosti dielektrika uvnitř vlnovodu [10]. Nespornou výhodou je podobný výrobní proces jako v případě desek plošných spojů, tudíž je výroba levná a jednoduchá.

2. Měření účinnosti vyzařování

Účinnost vyzařování je možné měřit několika způsoby. Hodnota efektivity se ovšem získává ze změřeného zisku a směrovosti. Mezi měřicí metody patří substituční, reciproční nebo metoda s použitím tří antén. Pro korektní změřené výsledky by mělo být měření uskutečněno ve vhodném měřicím prostředí, tj. prostředí, kde jsou zanedbatelné vlivy okolního prostředí, odraz vlny, rušící elementy a podobně. Ideální místo pro měření parametrů antén je bezodrazová stíněná komora nebo speciálně upravená venkovní místa [17].

Rychlejší a jednodušší měření, zejména u malých antén, je možné s radiačním štítem. Metody používající radiační štít neboli dutinu se nazývají Wheelerova metoda a metoda Q faktoru [14]. Další podstatnou výhodou je fakt, že není potřebné používat žádnou referenční anténu. Výsledky měření vyzařovací účinnosti jsou ovšem méně přesné.

2.1 Měření účinnosti vyzařování obecně

Určení vyzařovací účinnosti antén je odvozeno z měření dvou základních veličin, zisku G a směrovosti D . Celková účinnost antény η_0 zahrnuje ztráty impedančního přizpůsobení i celkové ztráty v anténní struktuře.

Obecné vztahy byly čerpány z literatury [4].

Obecně platí,

$$\eta_0 = \eta_r \cdot \eta_c \cdot \eta_d \quad (2.1)$$

kde, η_r - účinnost impedančního přizpůsobení,

η_c - účinnost vodivých částí,

η_d - účinnost dielektrika.

Účinnosti η_c a η_d je obtížné určit samostatně, proto se určují experimentálně, případně měřením. Účinnost vyzařování η_{rad} je pak možné definovat jako,

$$\eta_{rad} = \eta_c \cdot \eta_d \quad (2.2)$$

Celková účinnost je tedy dána,

$$\eta_0 = \eta_r \cdot \eta_{rad} = \eta_{rad} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \quad (2.3)$$

Činitel odrazu na vstupu antény je značen S_{11} .

Měření zisku a směrovosti

Zisk antény G je obecně dán jako poměr vyzářené intenzity $U(\theta, \phi)$ a výkonu dodávaného na vstup antény P_{in} . Platí tedy,

$$G = \frac{4 \cdot \pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.4)$$

Pro celkový vyzářený výkon P_{rad} platí,

$$P_{rad} = \eta_{cd} \cdot P_{in} \quad (2.5)$$

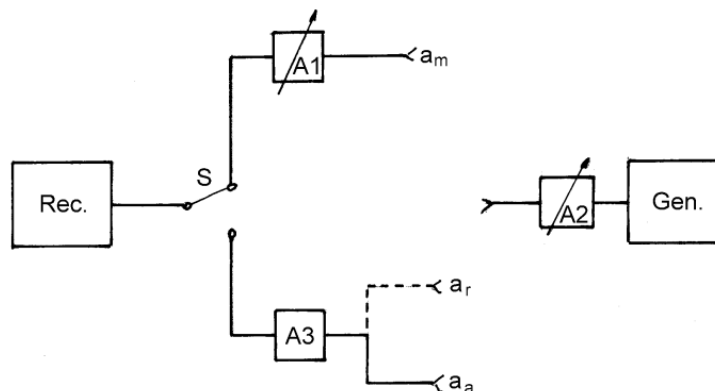
Použitím vztahu 2.4 a 2.5 dostáváme,

$$G = \eta_{cd} \frac{4 \cdot \pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.6)$$

Substituční metoda

Metoda je založena na měření dvou antén, referenční a měřené. V ideálním případě by měly být obě antény typově stejné. Platí zde princip reciprocity, tedy měřená i referenční anténa může být vysílací nebo přijímací. U referenční antény je nutné znát její parametry, tedy zisk, směrovost a polarizaci.

Měřená anténa je umístěna na nosném systému v měřicím prostoru a je vystavena dopadu rovinné elektromagnetické vlny se stejnou polarizací, přičemž se měří výkon antény. V dalším kroku je referenční anténa umístěna do stejné pozice, jako měřená, a opět je vystavena elektromagnetickému vlnění, jako anténa měřená. Spojovací vedení mezi měřenou, referenční anténou a přijímačem by mělo být stejné, v opačném případě je nutné znát útlum na daném kmitočtu [18]. Je dobré kontrolovat průběh měření další přijímací anténou, která se umísťuje do takové polohy, která neovlivní samotné měření.



Obr. 2.1: Principiální schéma měření substituční metodou [18]

Princip měření spočívá v nastavení obou zeslabovačů A1 a A3 na stejnou úroveň signálu. Zeslabovačem A1 se nastavuje úroveň na anténě, která kontroluje průběh měření. A3 nastavuje úroveň signálu na referenční a měřené anténě. Na zeslabovači A3 je zpravidla nastavena neměnná výchylka s útlumem 3dB pro zmenšení vlivu nepřízpusobené vstupní impedance.

Zeslabovač A2 je v prvním kroku nastaven na stejnou výchylku, která vznikne po připojení referenční antény se známým ziskem G_r a v druhém kroku na stejnou výchylku vzniklou po připojení měřené antény se ziskem neznámým G_a . Rozdíl mezi výchylkami ukazuje rozdíl mezi zisky obou antén a značí se A_0 . Platí tedy,

$$G_a = G_r \pm A_0 \quad (2.7)$$

Pro případ, že je potřebné znát zisk pro další kmitočty, opakujeme měření.

Další metoda, kterou lze použít, se nazývá reciproční. V tomto případě je nutné pracovat s dvěma totožnými anténami. První se používá jako přijímací a druhá jako vysílací. Obě antény jsou umístěny do vhodné polohy a umístěny naproti sobě maximem vyzářovacího diagramu.

Antény by měly být umístěny ve vzdálenosti R mezi nimi. Nejdříve je nutné změřit útlum mezi oběma anténami A_s , ze kterého lze stanovit zisk G_i vůči izotropickému zářiči [18].

$$G_i = 10 \cdot \log\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda}\right) - \frac{A_s}{2} \quad (2.8)$$

Měření směrovosti

Směrovost D je obecně dána jako poměr intenzity záření $U(\theta, \phi)$ v daném směru ku vyzářené intenzitě do celého sférického prostoru U_0 .

Obecně platí,

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4 \cdot \pi \cdot U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.9)$$

kde P_{rad} je celkový vyzářený výkon do všech směrů.

Celkový vyzářený výkon získáme,

$$P_{rad} = \iint_{\Omega} U(\theta, \phi) d\Omega. \quad (2.10)$$

Dále platí,

$$D = D_{\theta} + D_{\phi} \quad (2.11)$$

kde D_{θ} udává směrovost v rovině úhlu θ a D_{ϕ} směrovost v rovině úhlu ϕ .

Potom lze vyjádřit složky směrovosti jako,

$$D_{\theta} = \frac{4 \cdot \pi \cdot U_{\theta}}{(P_{rad})_{\theta} + (P_{rad})_{\phi}} \quad (2.12)$$

$$D_{\phi} = \frac{4 \cdot \pi \cdot U_{\phi}}{(P_{rad})_{\theta} + (P_{rad})_{\phi}} \quad (2.13)$$

kde U_{θ} a U_{ϕ} udávají intenzity záření v rovinách pole θ a ϕ . Výkony v těchto rovinách jsou značeny $(P_{rad})_{\theta}$ a $(P_{rad})_{\phi}$.

Dosazením vztahu 2.9 do 2.6 dostáváme

$$G = \eta_{rad} \cdot D \quad (2.14)$$

V praxi bývá často směrovost měřena pouze ve dvou hlavních, na sebe kolmých rovinách E a H v maximu vyzářování. Směrovost se měří převážně v hlavním laloku, kde vysílací i přijímací anténa v maximální míře vysílají a přijímají shodně polarizovanou elektromagnetickou vlnu [18].

Směrovou charakteristiku je možné měřit dvěma způsoby. V prvním případě je měřená anténa pevně umístěna a pomocnou anténou měříme intenzitu elektrického pole po kružnici ve vzdáleném poli. Druhým způsobem se měřená anténa otáčí kolem své osy a pomocná anténa je pevně umístěna. Ze změřeného výkonu nebo přenosu se následně směrovost dopočte.

Pro měření směrovosti mikrovlnných antén bývá nutná větší vzdálenost mezi přijímací a vysílací anténou z důvodu vysoké směrovosti. Při měření se umísťuje měřená anténa na točnu, která se otáčí o 360° . Potřebujeme-li směrové charakteristiky pro více kmitočtů, je nutné frekvenci změnit a měření opakovat [19].

2.2 Metoda měření s využitím radičního štítu

Jak už bylo popsáno výše, radiční štít využívá metoda Q faktoru a Wheelerova metoda. Oba způsoby měření pracují podobně - anténa se zakrývá vodivou dutinou a měří se její parametry. Hlavní výhodou metody je jednoduché a rychlé použití, ovšem na úkor méně přesných výsledků. Právě tyto dvě metody jsou dobře aplikovatelné na měření DRA [16].

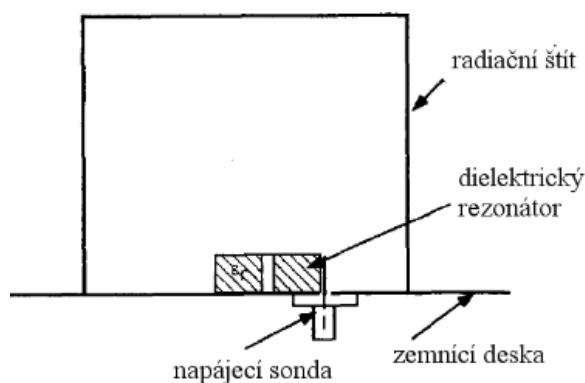
Vyzařovací účinnost je u DRA i více než 95 % z důvodu absence kovových částí u rezonátoru. Přestože DR kovové části neobsahuje, je potřebné rezonátor budit. Součástí antény je tedy zemní deska a buzení, které mohou snížit vyzařovací účinnost antény [15].

Q faktor metoda

Metoda se skládá ze dvou měření Q faktoru. V prvním případě je Q_c faktor měřen bez radičního štítu. Změřený Q_c faktor představuje určité ztráty způsobené vyzařováním, dielektrické ztráty v DR a vodivé ztráty kovových ploch.

$$\frac{1}{Q_c} = \frac{P_{rad} + P_{cd}}{\omega \cdot W_e} = \frac{1}{Q_{rad}} + \frac{1}{Q_{cd}} \quad (2.15)$$

P_{rad} představuje vyzářený výkon, P_{cd} se skládá z vodivých ztrát vodivé plochy, dielektrických ztrát substrátu DR a vlnovodu. W_e označuje časově průměrnou energii uloženou v rezonátoru, ω úhlovou frekvenci odpovídající rezonančnímu kmitočtu. Q_{rad} udává činitele jakosti vlivem vyzařovacích ztrát, Q_{cd} činitele jakosti vlivem dielektrických a vodivých ztrát.



Obr. 2.2: Měření vyzařovací účinnosti DRA [15]

V případě druhého měření je DR zakryt dutinou a vyzařování antény je potlačeno. Radiační štít zakrývá celý DR a musí být dostatečně velký. Změřený Q_{cd} faktor je dán pouze dielektrickými ztrátami rezonátoru, vlnovodu a ztrátami na kovových částech.

$$\frac{1}{Q_{cd}} = \frac{P_{cd}}{\omega \cdot W} \quad (2.16)$$

Jestliže je radiační štít umístěn kolem antény v dostatečné blízkosti, vyzářený výkon P_{rad} se sníží na nulovou hodnotu, zatímco výkon P_{cd} zůstává stejný při měření bez i s dutinou. Tento fakt platí v případě, že průměr dutiny je 2-3 x větší než průměr rezonátoru [15].

Porovnáním změřených faktorů Q_c a Q_{cd} lze určit vyzařovací účinnost.

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{cd}} = 1 - \frac{Q_c}{Q_{cd}} \quad (2.17)$$

Wheelerova metoda

Wheelerova metoda využívá stejně jako metoda Q-faktoru radiační štít, tedy Wheelerovu dutinu. Určení vyzařovací účinnosti je složeno ze dvou měření vstupní impedance, s Wheelerovou dutinou a bez dutiny.

Účinnost vyzařování lze definovat jako,

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{rad}}{P_{cd} + P_{rad}} \quad (2.18)$$

kde P_{in} udává vstupní výkon antény, P_{rad} celkový vyzářený výkon a P_{cd} výkon zahrnující ztráty v dielektriku, vodivých částí a přizpůsobením.

Platí ekvivalentní vztah,

$$\eta_{rad} = \frac{R_{rad}}{R_{cd} + R_{rad}} \quad (2.19)$$

kde R_{rad} zahrnuje ztráty vyzařováním a R_{cd} udává ztrátový odpor.

Součet těchto dvou odporů R_{rad} a R_{cd} udává reálnou složku vstupní impedance DRA [16], tedy

$$R\{Z_{vst}\} = R_{rad} + R_{cd} . \quad (2.20)$$

Aby nedošlo k výrazné změně R_{cd} , Wheelerova dutina by měla mít rozměr alespoň 2 až 3x větší než velikost rezonátoru. Tento fakt předpokládá, že dutina nezpůsobí žádné změny v rozložení proudu na anténě. V prvním měření změříme vektorovým analyzátozem celkovou vstupní impedanci Z_{vst} , následně pomocí Wheelerovy dutiny změříme ztrátový odpor R_{cd} . Pomocí vztahu 2.21 dopočteme ztráty vyzařováním R_{rad} .

Ze vztahu 2.19 vypočteme vyzařovací účinnost DRA.

3. Návrh a simulace DRA

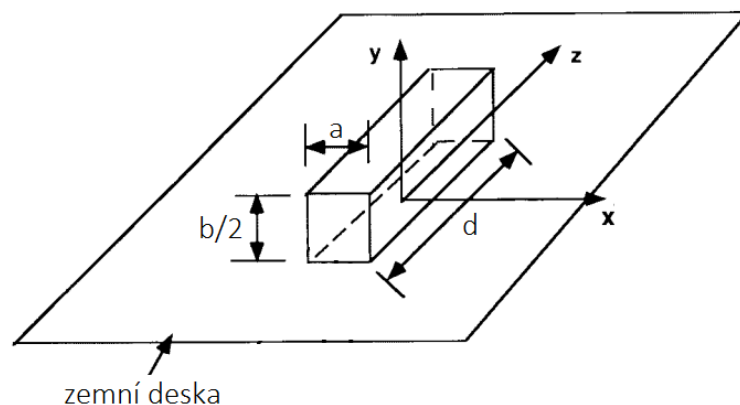
V následující části jsou popsány praktické návrhy v CST Microwave studio. Navrhován byl dielektrický rezonátor, SIW, štěrbina, koplanární přechod na 50 ohmový konektor a samotná Wheelerova dutina. Modely včetně simulací jsou uvedeny níže.

3.1 Dielektrický rezonátor

Při návrhu DR je základem výběr substrátu. Z nabídky dostupných materiálů bylo 12 substrátů od firmy TramsTech Electronics s. r. o. Po konzultaci s vedoucím práce byl dielektrický rezonátor navrhován na rezonanční kmitočet 5,5 GHz. Tvar byl zvolen kvádrový z důvodu nejjednodušší výroby.

Z dostupných substrátů z dílny UREL byl vybrán substrát Arlon 600 s dostačující permitivitou $\epsilon_r = 6,15$ s parametry $tg \delta = 0,0030$, $h_s = 1,575$ mm. Obecně, zvýší-li se hodnota relativní permitivity, můžeme zmenšit rozměr DR a pracovní frekvence zůstane nezměněna. Z tohoto důvodu byl vybrán substrát s vyšší relativní permitivitou.

Vztahy pro výpočty byly použity ze zdroje [7].



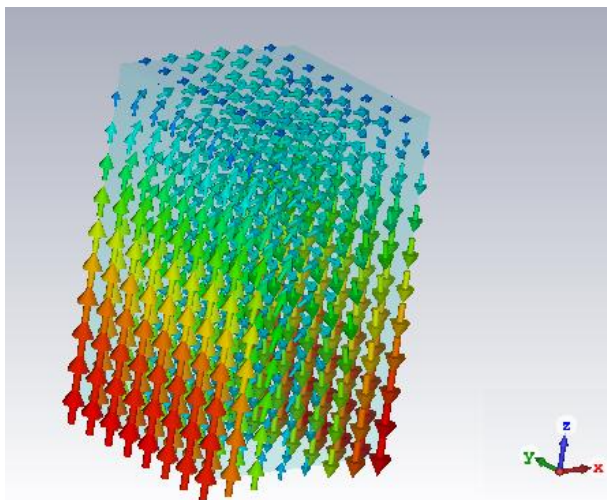
Obr 3.1: Dielektrický rezonátor na zemní desce [7]

Ze zvoleného kmitočtu se vypočítá vlnové číslo ve volném prostoru k_0 ,

$$k_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} = \frac{2\pi \cdot 5,5 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = 115,2 \text{ m}^{-1} \quad (3.1)$$

kde ω udává úhlovou frekvenci a c rychlost světla ve vakuu.

V dalším kroku je potřebné zvolit vhodné rozměry rezonátoru. Velikost rezonátoru a jeho rozměry ovlivňují pracovní kmitočet, obecně lze říci, čím je DR menší, tím je jeho pracovní frekvence větší.



Obr. 3.2: Rozložení intenzity elektrického pole rezonátoru na 3D modelu

Rozměry byly zvoleny následovně: šířka $a = 15$ mm, výška $b = 80$ mm. Výška $b/2$ musí mít na zemní desce poloviční rozměr, tedy $b/2 = 40$ mm (viz kapitola 1.2).

Ze zvolených rozměrů se vypočítala vlnová čísla k_x a k_y .

$$k_x = \frac{\pi}{a} = \frac{\pi}{0,0015} = 209,43 \text{ m}^{-1} \quad (3.2)$$

$$k_y = \frac{\pi}{b} = \frac{\pi}{0,08} = 39,26 \text{ m}^{-1} \quad (3.3)$$

Podmínka $\varepsilon_r k_0^2 > k_x^2 + k_y^2$ (tedy že je vlnové číslo k_z reálné) je splněna a je možné vypočítat vlnové číslo k_z .

$$k_z = \sqrt{\varepsilon_r \cdot k_0^2 - k_x^2 - k_y^2} = \sqrt{6,15 \cdot 115,2^2 - 209,43^2 - 39,26^2} = 188,8 \text{ m}^{-1} \quad (3.4)$$

Pro návrh strany d je použit následující odvozený vztah.

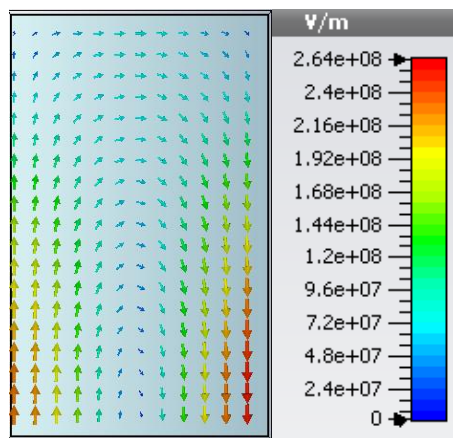
$$\begin{aligned}
 k_z \cdot \tan\left(\frac{k_z \cdot d}{2}\right) &= \sqrt{(\varepsilon_r - 1) \cdot k_0^2 - k_z^2} = \\
 &= 188,8 \tan\left(\frac{188,8 \cdot d}{2}\right) = \sqrt{(6,15 - 1) \cdot 115,2^2 - 188,8^2} \Rightarrow \\
 d &= 9,26 \text{ mm}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Výška rezonátoru d je dle výpočtu spočítána na 9,26 mm.

Vypočtené rozměry rezonátoru jsou $a = 15$ mm, $b/2 = 40$ mm, $d = 9,26$ mm.

Rozměry slouží pouze jako základ pro simulaci v CST Microwave Studio. Takto navržený DR byl dále analyzován v modálním řešiči (Eigenmode solveru). Zmíněný řešič dokáže analyzovat uzavřené struktury, je tedy nutné nastavit okrajové podmínky nulových tečných složek (viz kapitola 1.3).

Pro zjednodušení byl zvolen čtvercový rozměr podstavy, kde $a = d$. Parametrickou analýzou bylo dosaženo nejvhodnějších rozměrů na $a = d = 11$ mm, $b/2 = 18$ mm. Při konečném návrhu DR je potřeba počítat s tím, že rezonátor bude sestaven z určitého počtu kusů substrátu s tloušťkou $h_s = 1,575$ mm, které na sebe budou nalepeny páskou o tloušťce $h_p = 0,059$ mm. Skutečný DR bude mít tedy odlišné rozměry, rezonátor bude sestaven ze 7 kusů substrátu o celkové šířce 11,025 mm, započteme-li šířku lepicí pásky, dostáváme celkovou šířku DR na 11,38 mm. Relativní permitivita lepicí pásky byla zanedbána. Rozměry sestaveného DR byly použity: $a = 11$ mm, $d = 11,38$ mm, $b/2 = 18$ mm.

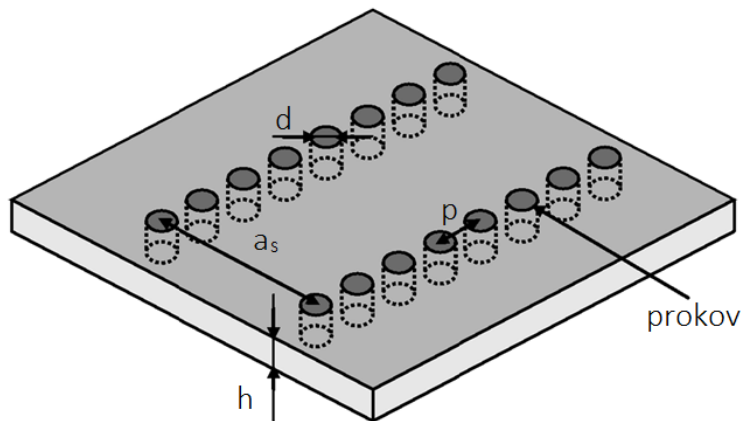


Obr. 3.3: Rozložení intenzity elektrického pole DR v rovině xz

3.2 Vlnovod integrovaný do substrátu

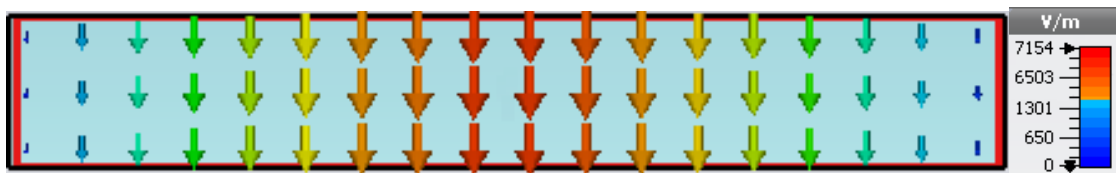
Při návrhu vlnovodu integrovaného do substrátu se postupuje v několika krocích. Nejdříve je potřeba vybrat vhodný substrát a následně se navrhují jeho rozměry.

Substrát použitý na návrh byl vybrán dle ceny a možností Arlon 25N. Výška substrátu h Arlonu 25N je 1,524 mm. Relativní permitivita substrátu je $\epsilon_{rh} = 3,38$ a ztrátový činitel $\text{tg } \delta = 0,0025$. Zvolená pracovní frekvence vlnovodu integrovaného do substrátu byla zvolena $f_p = 5,5$ GHz. Měděné pokovení substrátu t má výšku 0,0175 mm. Vztahy pro výpočty byly použity ze zdroje [9].



Obr. 3.4: Vlnovod integrovaný do substrátu [10]

Stěžejní podmínkou je skutečnost, aby pracovní frekvence f_p vlnovodu byla vyšší než kritický kmitočet f_c . Při návrhu vlnovodu se pracuje v pásmu jednovivosti. V tomto pásmu se šíří pouze dominantní vid. V případě obdélníkového tvaru tento jev nastává u vidu TE_{10} .



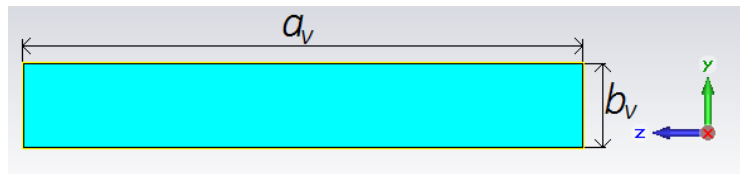
Obr. 3.5: Rozložení elektrického pole TE_{10} módu u obdélníkového vlnovodu

Pro vlnovody platí podmínka $f_p > f_c$. Doporučený vztah mezi pracovní a kritickou frekvencí se udává jako $f_p > 1,3 \cdot f_c$ [9]. Z důvodu této podmínky je zvolen kritický kmitočet $f_c = 4,12$ GHz.

Pro šíření vlny ve vlnovodu a kritickou frekvenci platí obecný vztah,

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot \pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a_v}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b_v}\right)^2} \quad (3.6)$$

Rozměry vlnovodu jsou dány výškou b_v a šířkou a_v , viz Obr 3.6.



Obr. 3.6: Vlnovod o rozměrech a_v a b_v

Po dosazení do vztahu a následném upravení je získán vztah,

$$f_c = \frac{c}{2 \cdot a_v} \quad (3.7)$$

ze kterého je vyjádřena šířka obdélníkového vlnovodu a_v .

$$a_v = \frac{c}{2 \cdot f_c} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 4,12 \cdot 10^9} = 36,36 \text{ mm} \quad (3.8)$$

Dielektrikum vlnovodu integrovaného do substrátu není vzduch, proto se šíření vlny ve vlnovodu změní o hodnotu relativní permitivity ϵ_r . Rozměr šířky kovového vlnovodu a_d se získá,

$$a_d = \frac{a_v}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{36,36 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{3,38}} = 19,78 \text{ mm} \quad (3.9)$$

Pro stanovení rozměrů průměru a vzdálenosti prokůvů je potřebné spočítat vlnovou délku,

$$\lambda_g = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\frac{\epsilon_r \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2}{c^2} - \left(\frac{\pi}{a_v}\right)^2}} = \frac{2 \cdot \pi}{\sqrt{\frac{3,38 \cdot (2 \cdot \pi \cdot 5,5 \cdot 10^9)^2}{(3 \cdot 10^8)^2} - \left(\frac{\pi}{36,36 \cdot 10^{-3}}\right)^2}} = 32,49 \text{ mm} \quad (3.10)$$

Průměr jednotlivých prokůvů se volí dle následujícího vztahu.

$$d < \frac{\lambda_g}{5} < \frac{32,49 \cdot 10^{-3}}{5} < 6,49 \text{ mm} \quad (3.11)$$

Průměr prokůvů byl zvolen $d = 1,5$ mm. Nyní je možné stanovit vzdálenost prokůvů od sebe, pro vztah mezi průměrem a vzdáleností děr platí,

$$p < 2 \cdot d < 3 \text{ mm} \quad (3.12)$$

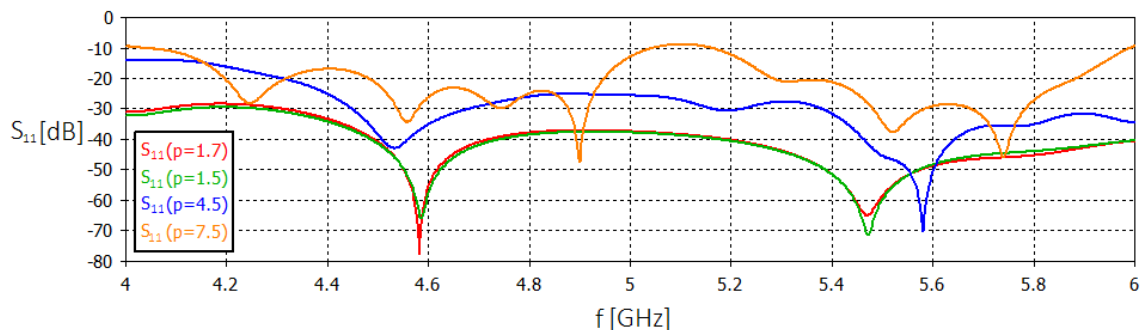
z čehož je stanovena vzdálenost $p = 1,7$ mm. Vzdálenost mezi prokůvy by neměla být příliš velká, aby nedocházelo k velkým ztrátám vyzařování.

Šířka vlnovodu integrovaného do substrátu je dána vztahem.

$$a_s = a_d + \frac{d^2}{0,95 \cdot p} = 19,78 \cdot 10^{-3} + \frac{(1,5 \cdot 10^{-3})^2}{0,95 \cdot 1,7 \cdot 10^{-3}} = 21,17 \text{ mm} \quad (3.13)$$

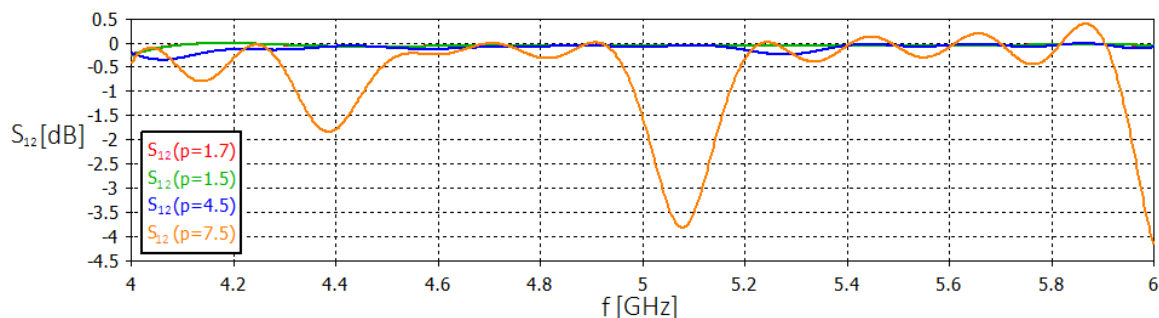
Výsledná šířka SIW byla vypočtena $a_s = 21,17$ mm.

Takto navrhnutý SIW byl modelován v CST, přičemž byla zkoumána vzdálenost prokůvů od sebe. U vlnovodu integrovaného do substrátu se oproti klasickému vlnovodu projevují navíc ztráty způsobené prosakováním energie mezi prokůvy. Na obrázku 3.7 je zobrazena závislost činitele odrazu S_{11} na frekvenci vlnovodu, kde p představuje vzdálenost mezi středy prokůvů.



Obr. 3.7: S_{11} vlnovodu integrovaného do substrátu

Vzdálenost $p = 1,5$ mm představuje vzdálenost prokovů při nulové mezeře, tedy prokovy jsou poskládány bezprostředně za sebou. Při zvyšující se délce mezery mezi prokovy se hodnota S_{11} zvyšuje. Až do vzdálenosti $p = 7,5$ mm se činitel odrazu S_{11} pohybuje v celém rozsahu pod -10 dB. Na zobrazené závislosti, viz Obr 3.8, je zobrazený průběh přenosu S_{12} . Vzdálenosti mezi prokovy až do hodnoty $p = 4,5$ mm se projevuje minimální změnou při přenosu. V celém frekvenčním pásmu se S_{12} pohybuje v rozmezí od 0 do $-0,4$ dB.



Obr. 3.8: S_{12} vlnovodu integrovaného do substrátu

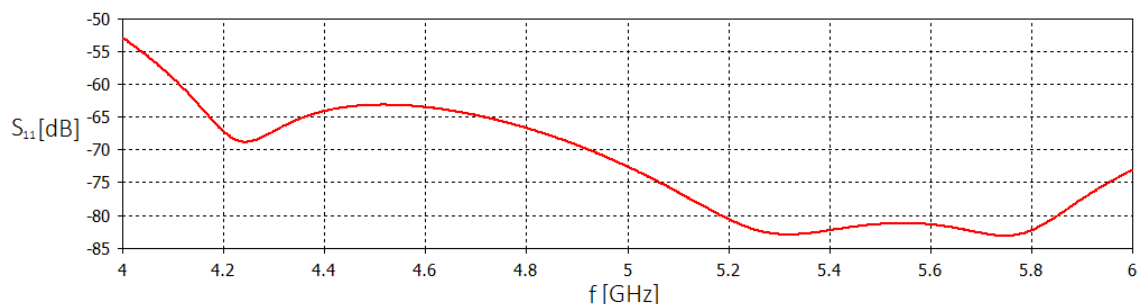
Vzdálenost mezi prokovy byla tedy zvolena $p = 4,5$ mm, kde byla zaručena dostatečně dobrá propustnost v celém pásmu. V tabulce 3 jsou uvedeny S-parametry v závislosti na rozestupu prokovů p při frekvenci $f = 5,5$ GHz.

p [mm]	S_{11} [dB]	S_{12} [dB]
1,5	-59,91	-0,058
1,7	-58,65	-0,059
4,5	-45,56	-0,066
7,5	-34,40	-0,094

Tab. 2: S-parametry v závislosti na vzdálenosti prokovů p

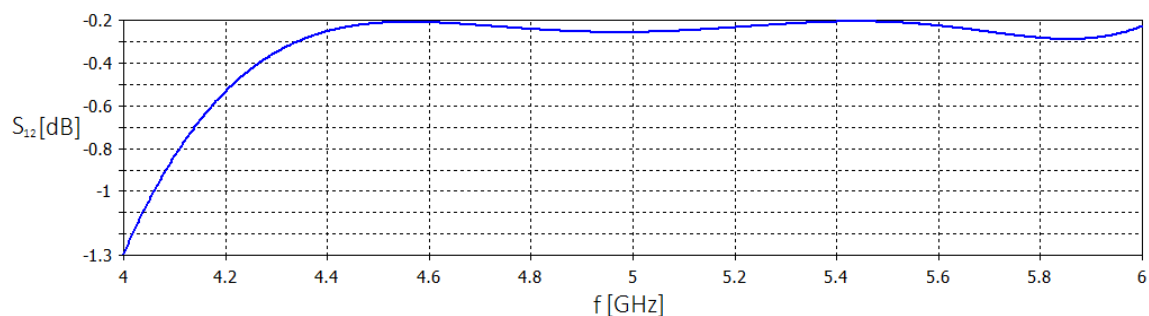
V první fázi návrhu byl SIW nahrazen obdélníkovým vlnovodem s ekvivalentními rozměry. Důvodem tohoto zjednodušení je zkrácená výpočetní doba simulace a téměř shodné výsledky. Navržený vlnovod integrovaný do substrátu byl za ekvivalentní vlnovod vyměněn až v konečné fázi návrhu DRA.

Ekvivalentní vlnovod byl sestaven a simulován v CST Microwave Studio, kde byla zkoumána závislost činitele odrazu S_{11} a přenosu S_{12} na frekvenci. Obrázek 3.9 zobrazuje průběh S_{11} na frekvenční pásnu od 4 do 6 GHz.



Obr. 3.9: S_{11} simulovaného vlnovodu

Činitel přenosu S_{12} v závislosti na frekvenci nepřesahuje v celém frekvenčním pásmu hodnotu nižší než -1,3 dB. Z obrázku 3.10 je patrné, že na pracovní frekvenci 5,5 GHz vlnovod spolehlivě propouští.



Obr. 3.10: S_{12} simulovaného vlnovodu

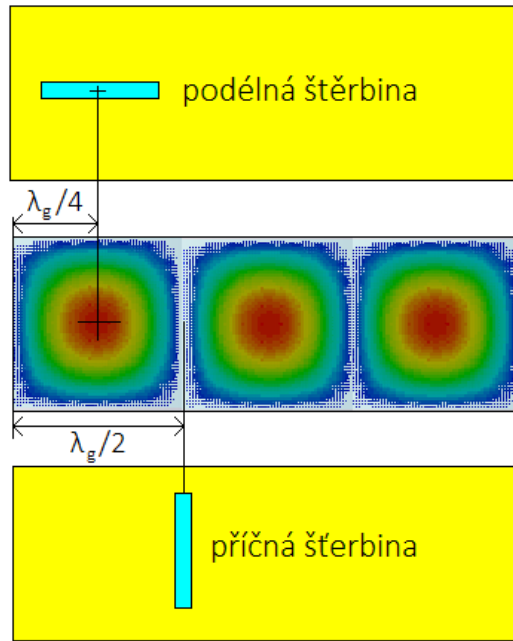
3.3 Vazební štěrbiná

Vzájemná vazba mezi SIW a DR je tvořena vazební štěrbinou, která slouží k buzení dielektrického rezonátoru.

Štěrbínu je možné umístit podélně i příčně. Střed podélné štěrbině se umíšťuje do vzdálenosti $\lambda_g/2$ od zkratu vlnovodu, zatímco střed příčně umíštěné vazební štěrbině do vzdálenosti $\lambda_g/4$ [12].

Podle teoretických předpokladů se maximum elektrického pole nachází ve vzdálenosti $\lambda_g/4$ od zkratu vlnovodu. Tento fakt byl potvrzen simulací vlnovodu, viz Obr 3.11.

Na obrázku 3.11 je zobrazen vlnovod s maximy elektrického pole E a dvěma umístěnými štěrbinami.



Obr. 3.11: Vlnovod s podélně a příčně umístěnou štěrbinou

Tento fakt se uplatňuje zejména při buzení více DR přes větší počet štěrbin. V tomto případě je častější užití příčné štěrbin, kvůli úspoře místa na desce. Pro tento model byla vybrána štěrba příčná. Uvádí se, že vzdálenost štěrbin od konce vedení by měla být přibližně $\lambda_g/2$ [12].

Ze vztahu 3.10 byla vypočtena vlnová délka $\lambda_g = 32,49$ mm. Vzdálenost štěrbin od zkratu byla zvolena $e_s = \lambda_g/2 = 16,24$ mm. Při návrhu délky štěrbin d_s se vycházelo z faktu, že při určitých délkách dochází k rezonancím. Nabývá-li délka štěrbin hodnot ze vztahu,

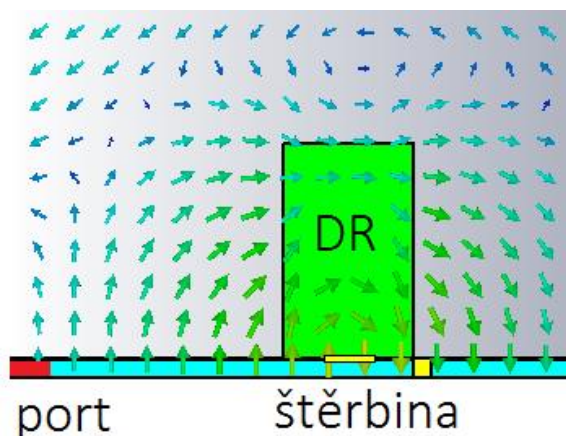
$$d_s = \frac{k \cdot \lambda_v}{4} \quad (3.14)$$

kde $k \in \mathbb{N}$, pak reaktance X konverguje k 0 nebo nekonečnu a štěrba by byla v rezonanci [20]. Podle vztahu 3.14 byly spočteny 2 nejmenší délky štěrbin d_s , které jsou uvedeny v tabulce 2. Větší délky by přesahovaly šířku vlnovodu a_s .

k [-]	d_s [mm]
1	8,12
2	16,24

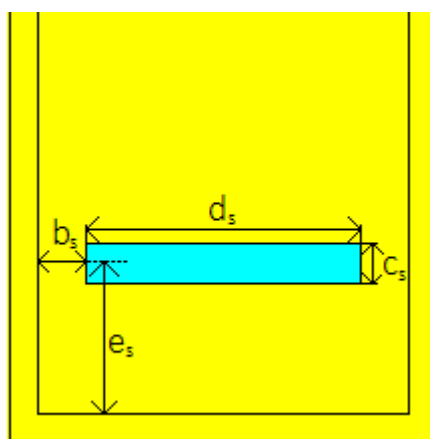
Tab. 3: Výpočet rezonančních délek vedení

Délka štěrby d_s byla zvolena jako střední hodnota mezi vypočtenými rezonančními délkami, tedy $d_s \approx 12$ mm. Štěrba byla umístěna do středu vlnovodu o počáteční šířce $c_s = 2,1$ mm. Střed podstavy dielektrického rezonátoru byl umístěn přesně v polovině délky štěrby d_s a zároveň v polovině šířky c_s tak, aby vyzařovací charakteristika byla symetrická. Pomocí následné parametrické analýzy v CST Microwave Studio byl hledán nejvhodnější rozměr štěrby pro nejlepší vazbu mezi vlnovodem a rezonátorem.



Obr. 3.12: Umístění štěrby pro symetrické vyzařování

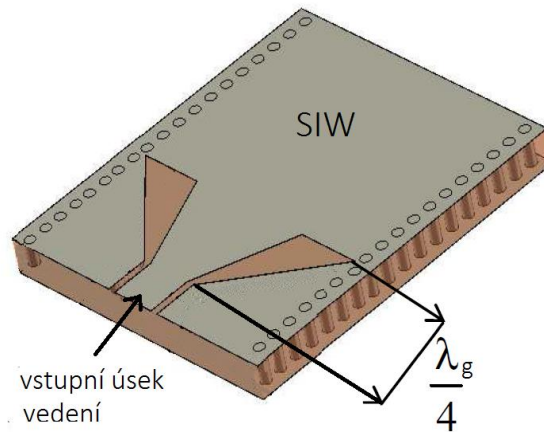
Nejlépeších výsledků bylo dosaženo pro vzdálenost štěrby od kraje vlnovodu $b_s = 2,5$ mm, šířku štěrby $c_s = 2,1$ mm, délku $d_s = 15$ mm a vzdálenost středu štěrby od zkratu $e_s = 5,45$ mm. Stejných výsledků bylo dosaženo při každém posunutí rozměru e_s o vzdálenost $\lambda_g/2$ směrem k portu.



Obr. 3.13: Rozměry vazební štěrby na vlnovodu

3.4 Přechod stíněného koplanárního vedení na SIW

Takto navržená DRA je impedančně přizpůsobená k vlnovodu integrovaného do substrátu s vlnovou impedancí přibližně 300Ω . Pro napájení struktury SMA konektorem je potřebné navrhnout přechod mezi koaxiálním konektorem a vlnovodem. Pro další postup byl zvolen přechod pomocí stíněného koplanárního vedení.



Obr. 3.14: Princip přechodu na 50 ohmový konektor [13]

Vztah pro výpočet charakteristické impedance koplanárního vedení Z_0 se rovná,

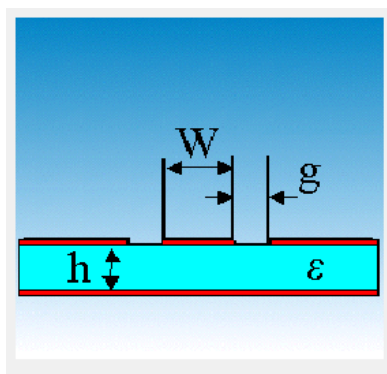
$$Z_0 = \frac{60 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \cdot \frac{1}{\frac{K(k_1)}{K(k_1')} + \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}} \quad (3.14)$$

kde ϵ_{eff} udává efektivní relativní permitivitu,

$$\epsilon_{eff} = \frac{1 + \epsilon_r \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \cdot \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}{1 + \frac{K(k_1)}{K(k_1')} \cdot \frac{K(k_2)}{K(k_2')}}} \quad (3.15)$$

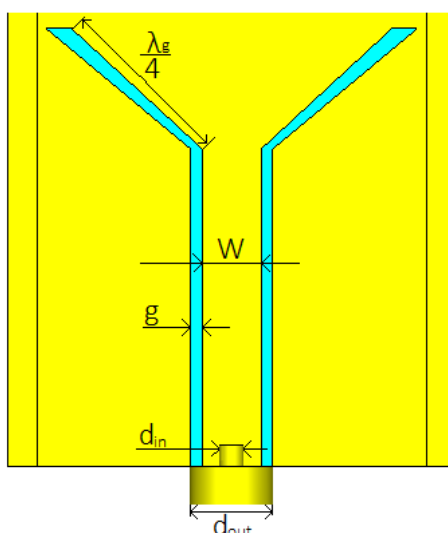
Parametry k_1, k_1', k_2', k_2' se vypočítají z délky úseku vedení W a šířky mezery g viz Obr. 3.15 podle vztahů uvedených ve zdroji [21]. K představuje eliptický integrál 1. druhu.

Vzhledem k tomu, že charakteristická impedance napájecího konektoru SMA dosahuje $Z_0 = 50 \Omega$, je nutné navrhnout úsek koplanárního vedení na stejnou charakteristickou impedanci. Dle kalkulátoru v CST Microwave Studio je možné stanovit přibližné rozměry úseku vedení W a šířku mezery g . Rozšiřující ramena koplanárního vedení byla navržena na rozměr $\lambda g/4$, tedy 8,122 mm.



Obr. 3.15: Rozměry koplanárního vedení

Z kalkulátoru byly vypočteny přibližné rozměry $W = 3 \text{ mm}$ a $g = 0,9 \text{ mm}$. Při korektně sestaveném koplanárním vedení dosáhneme u DRA přizpůsobení k SMA portu, aniž by bylo nutné dále upravovat již navrženou DRA. Při použití rozměrů koplanárního vedení vypočtených z kalkulátoru nebylo dosaženo dostatečného přizpůsobení přechodu z 300 na 50Ω tak, aby struktura s navrženým DR a štěrbinou zůstala nezměněna. V parametrické analýze byly zkoumány úseky vedení W a g spolu se šířkou ramen $\lambda g/4$.



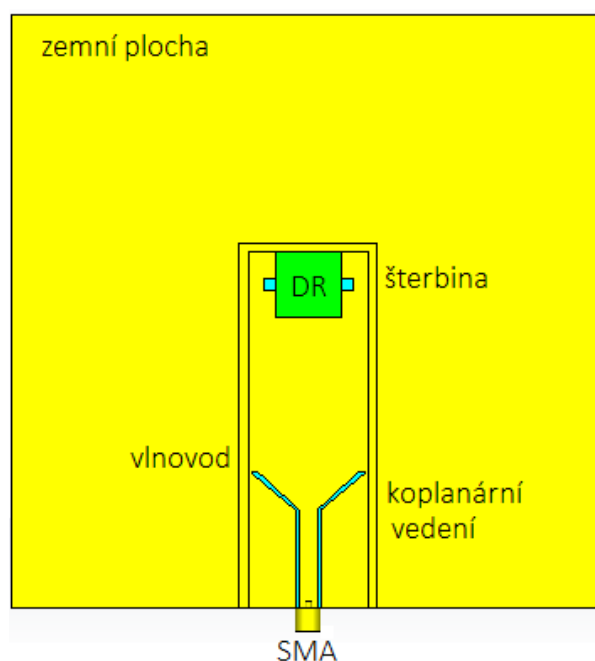
Obr. 3.16: Okótované koplanární vedení s SMA konektorem

Nejlepšího přizpůsobení bylo dosaženo s rozměry $W = 3,03$ mm, $g = 0,6$ mm, s délkou ramen $\lambda_g/4 = 9,29$ mm. Vstupní SMA konektor byl navržen na standardní rozměr vnitřního vodiče $d_{in} = 1,27$ mm a vnějšího vodiče $d_{out} = 4,13$ mm. Dielektrikum mezi vnějším a vnitřním vodičem je teflon s relativní permitivitou $\epsilon_r = 2,1$ [2].

3.5 Dielektrická rezonátorová anténa

V takto sestaveném modelu byla zvětšena zemní plocha. Zvětšení má vliv na směrovou charakteristiku, která je symetričtější. Tento fakt je způsoben větším odrazem vlny od zemní desky.

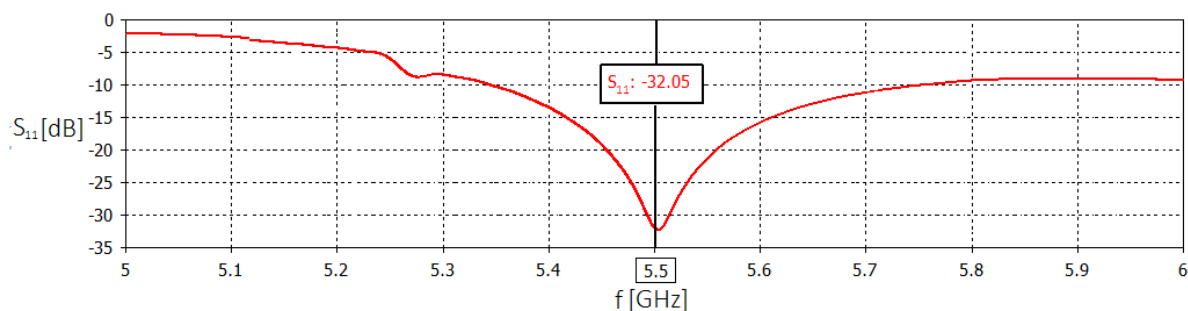
Zvětšení rozměru zemní desky je dále nutné pro umístění dutiny na rezonátor. Je nezbytně nutné, aby Wheelerova dutina ležela celou plochou na kovové zemní desce a nedocházelo k únikům energie. Byl zvolen čtvercový rozměr 100 x 100 mm, který by měl být dostatečný s ohledem na doporučenou velikost dutiny [15]. Sestavený model dielektrické rezonátorové antény je zobrazen na Obr. 3.17. Následně byla zkoumána vstupní impedance Z_0 s činitelem odrazu S_{11} .



Obr. 3.17: Sestavený model DRA

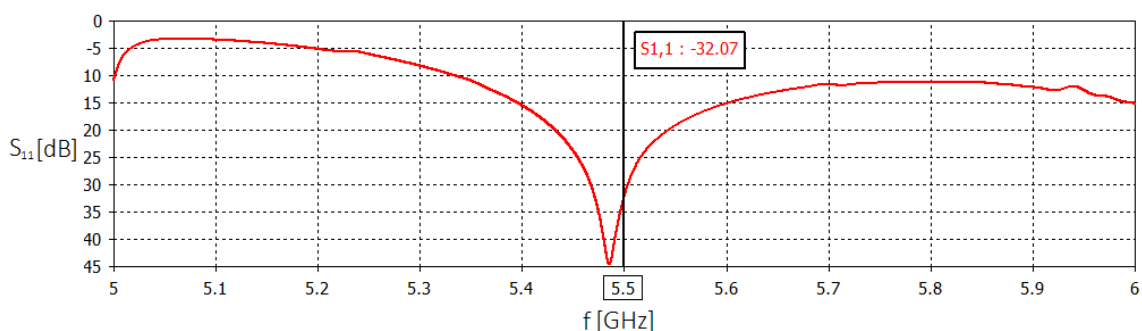
DRA byla vyladěna na vstupní impedanci $Z_{vst} = 49,78 \Omega$ a požadovaný rezonanční kmitočet $f_r = 5,5$ GHz. Dále byl zkoumán zisk G , účinnosti η_{rad} , η_o a vyzařovací charakteristiky DRA.

Činitel odrazu S_{11} dosahuje v rezonanci hodnoty $-32,05$ dB. Relativní šířka pásma BW byla dle výsledku simulací stanovena na $7,45$ %.



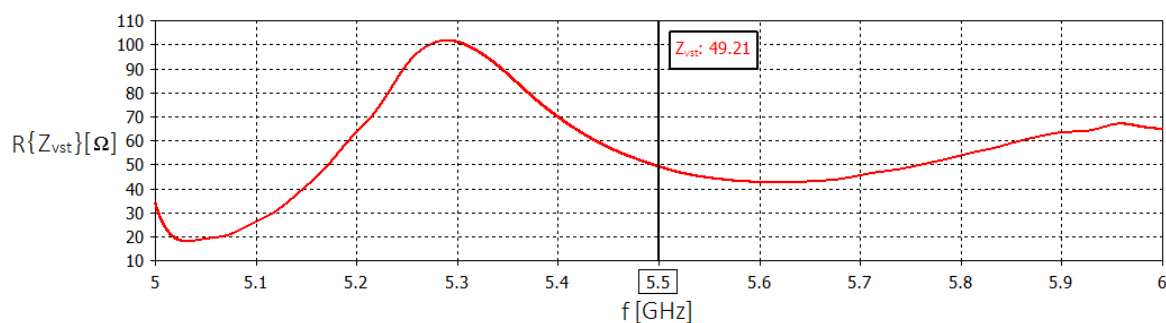
Obr. 3.18: Průběh činitele odrazu S_{11} na vyladěné DRA

V tomto kroku byl ekvivalentní vlnovod nahrazen navrženým vlnovodem integrovaným do substrátu. Při výměně došlo k nepatrnému posunutí rezonančního kmitočtu na $5,42$ GHz. Následnou parametrizací délky a šířky ramen u koplanárního vedení bylo dosaženo nastavení rezonančního kmitočtu pro $f_r = 5,5$ GHz na $S_{11} = 32,07$ dB.



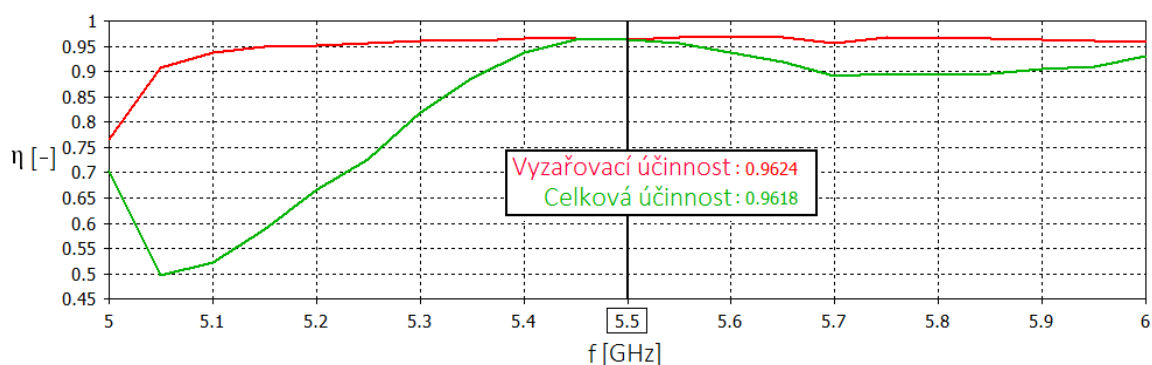
Obr. 3.19: Vyladěná DRA s vlnovodem integrovaným do substrátu

Dále byla zkoumána vstupní impedance Z_{vst} včetně její reálné a imaginární složky. Reálná hodnota vstupní impedance dosahuje $R\{Z_{vst}\} = 49,21$ Ω . Imaginární část vstupní impedance dosahuje $Im\{Z_{vst}\} = 1,33$ Ω .



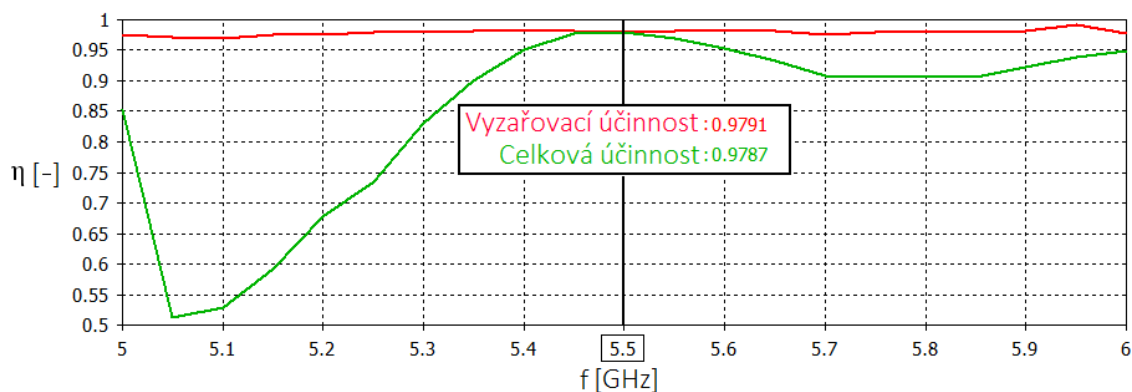
Obr. 3.20: Průběh reálné části vstupní impedance Z_{vst}

Ze simulace dle Obr 3.21 je patrné, že celková i vyzařovací účinnost dosahuje hodnot přes 96 %. Celková účinnost η_0 je nižší z důvodu ztrát a nedokonalého impedančního přizpůsobení.



Obr. 3.21: Průběh vyzařovací η_{rad} a celkové účinnosti η_0

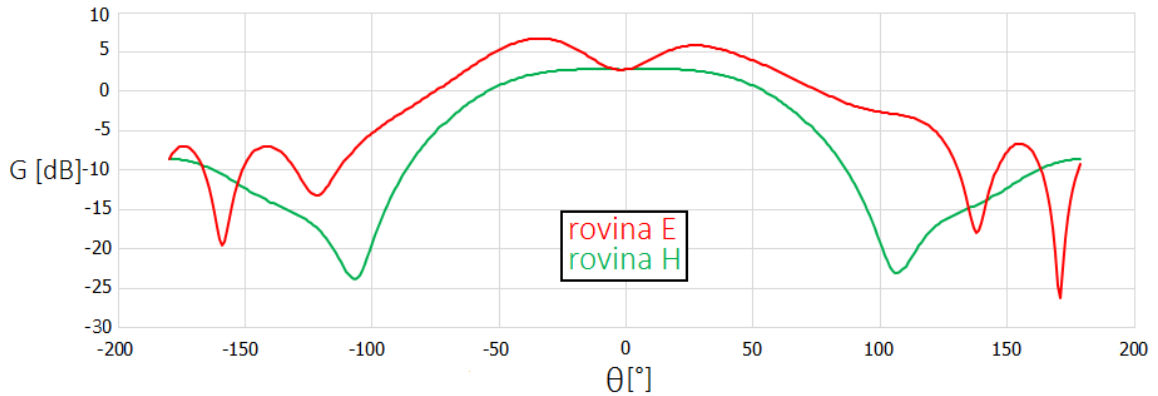
V případě, že se měděné pokovení antény nahradí materiálem PEC a substrát Arlon 25N použitý na vlnovod se nahradí ideálním bezztrátovým materiálem s $tg \delta = 0$, dosahuje vyzařovací účinnost antény $\eta_{rad} = 97,91$ %.



Obr. 3.22: Vyzařovací účinnosti DRA s dokonalým vlnovodem

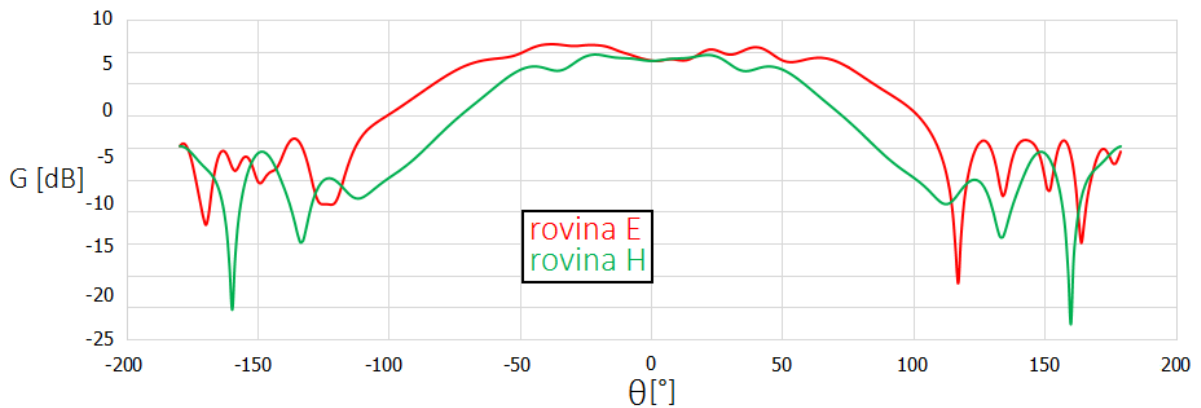
Nižší účinnost s použitím skutečných materiálů je tedy způsobena nedokonalé vodivými částmi, ztrátami v dielektriku a částečným prosakováním energie kolem prokrovů u SIW. Rozdíl vyzařovací účinnosti η_{rad} mezi simulací se skutečnými a ideálními vlastnostmi materiálů byl vypočten na 1,57 %.

Vazební štěrba a DR nejsou umístěny přesně ve středu zemní desky, viz Obr. 3.17, z toho důvodu není vyzářovací charakteristika zcela symetrická. Při nulovém úhlu θ dosahuje absolutní zisk úrovně $G = 2,90$ dB. Nejvyššího zisku na E rovině $G = 6,67$ dB je dosaženo při $\theta = -30^\circ$.



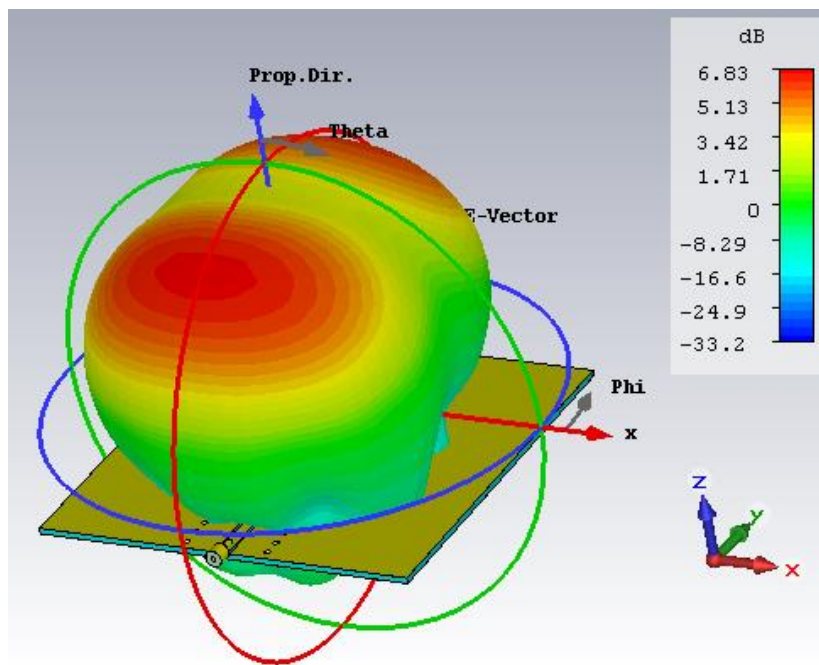
Obr. 3.23: Vyzařovací diagram E a H roviny

Při zvětšení zemní desky na rozměr 400 x 400 mm je patrné, že došlo k vyhlazení směrové charakteristiky, která je nyní více symetrická. Zisk při $\theta = 0^\circ$ byl podle simulace určen $G = 3,7$ dB, došlo tedy k nárůstu absolutní hodnoty zisku. Velikost zemní desky má tedy vliv na zisk G a při zvětšení zemní desky došlo k jeho zvýšení, což je patrné z obrázku 3.24.



Obr. 3.24: Vliv zemní desky 400 x 400 mm na zisk G

Simulované vyzařovací charakteristiky jsou znázorněny v rovině xy , tedy v E rovině a dále v rovině xz , která náleží rovině H . Na Obr. 3.25 je znázorněna 3D vyzařovací charakteristika DRA.



Obr. 3.25: Vyzařovací diagram simulované DRA ve 3D

3.6 Wheelerova dutina

Pro korektní funkci měření vyzařovací účinnosti by měl být rozměr dutiny alespoň 2-3 x větší než samotný DR [15]. Velikost dutiny je na rovině xy limitována koplanárním vedením. Příliš velká dutina by napájecí vedení zkratovala.

Dále musíme počítat s vlastní rezonancí dutiny, která by nám silně ovlivnila výsledky. Velikost dutiny byla zároveň navržena tak, aby její nejnižší rezonanční vid začínal nad úrovní rezonančního kmitočtu DRA, tedy aby byl vyšší než 5,5 GHz.

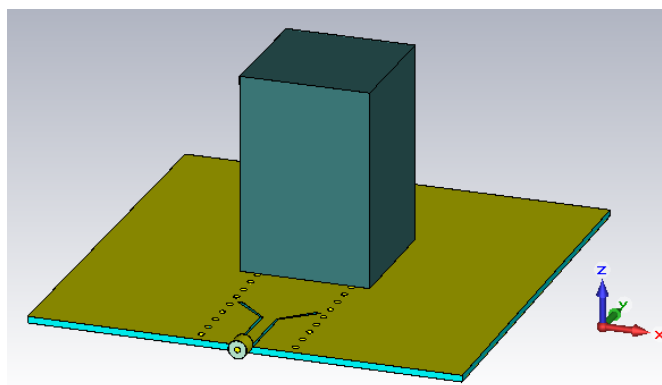
Rozměry DR jsou dle předešlých výpočtů $a = 11$ mm, $d = 11,38$ mm, $b/2 = 18$ mm. V rámci jednodušší výroby byl zvolen tvar dutiny kvádrů s čtvercovou podstavou o délce podstavy a_1 a výškou b_1 .

$$a_1 = 3 \cdot a = 3 \cdot 11 = 33 \text{ mm} \quad (3.16)$$

$$b_1 = 3 \cdot b = 3 \cdot 18 = 54 \text{ mm} \quad (3.17)$$

Dutinový rezonátor rezonuje na nekonečně mnoha kmitočtech, z nichž každý přísluší jinému uspořádání elektromagnetického pole [4]. Při zvolených rozměrech je tedy nutné ověřit, zda uvnitř dutiny nevzniká na pracovním kmitočtu vlastní rezonance.

Ověření bylo provedeno v modálním řešiči (Eigenmode solver), kde byl sestaven kvádr s obdobnými rozměry. Bezprostředně kolem kvádru byly nastaveny okrajové podmínky perfektní elektrické stěny.



Obr. 3.26: Wheelerova dutina kvádrového tvaru

Z modálního řešiče bylo zjištěno, že nejnižší vid rezonančního kmitočtu TE_{101} nastává na 5,32 GHz. Bylo tedy nutné zmenšit Wheelerovu dutinu tak, aby byl nejnižší kmitočet nad úrovní pracovní frekvence.

Rozměr dutiny byl pomocí parametrické analýzy stanoven na výšku $b_1 = 45$ mm a šířku $a_1 = 30$ mm. Nejnižší rezonanční frekvence dutiny byla řešičem vypočtena na 6 GHz, požadavky pro minimální rezonanční kmitočet byly tedy splněny. U zvolených rozměrů dutiny byly vypočteny rezonanční kmitočty i analyticky. Srovnání výsledků z řešiče a analytických výsledků je uvedeno v tabulce 2.

	Výsledek modálního řešiče [GHz]	Analytický výpočet [GHz]
1. mód	6,00	6,00
2. mód	7,06	7,07
3. mód	7,82	7,82

Tab. 4: Porovnání vlastních rezonančních kmitočtů dutiny

Rezonanční frekvence dutiny byly spočteny dle vztahu,

$$f_d = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m_d \pi}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{n_d \pi}{a_1}\right)^2 + \left(\frac{p_d \pi}{b_1}\right)^2} \quad (3.18)$$

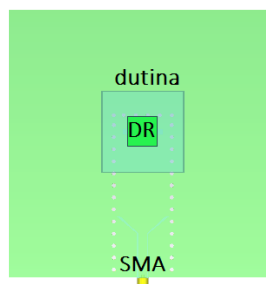
kde m_d, n_d, p_d udávají vidová čísla rezonátoru.

Při výpočtech rezonancí u dutiny nebyl brán v potaz samotný vliv DR uvnitř Wheelerovy dutiny. Vliv DR je nezanedbatelný, protože značná část objemu dutiny nebude vyplněna pouze vzduchem s $\epsilon_r = 1$, ale dielektrikem rezonátoru $\epsilon_r = 6,15$. Analyticky by bylo velice obtížné vypočítat módy, proto byl model simulovaný v modálním řešiči CST Microwave studio. Z výsledků simulací je patrné, že se módy posunuly směrem k nižším kmitočtům. Ani jeden z módů nenastává na pracovním kmitočtu 5,5 GHz, následné měření by tedy nemělo být ovlivněno.

	Výsledek modálního řešiče [GHz]
1. mód	4,51
2. mód	6,09
3. mód	7,75

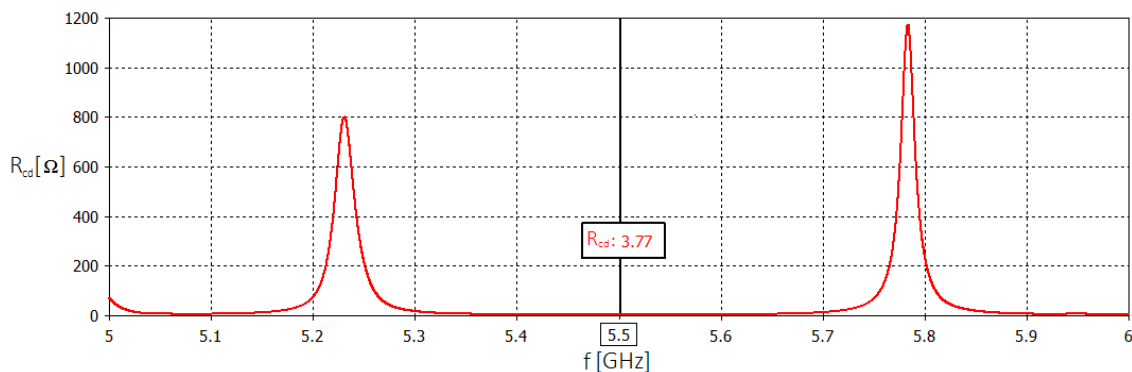
Tab. 5: Rezonance s obsaženým DR uvnitř dutiny

U Wheelerovy dutiny zkoumané modálním řešičem byla dutina analyzována samostatně. V dalším kroku byla dutina položena na DR a zkoumána v celé anténní struktuře. Dostupný materiál, ze kterého bylo možné dutinu sestrojít, byl pocínovaný železný plech v dílně UREL. Byla sestrojena dutina se stejnými rozměry z železného materiálu o konduktivitě $\sigma = 1,04 \cdot 10^7 \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$. Celková tloušťka, včetně pocínování, ze kterého byla dutina sestrojena, je $t_w = 0,32 \text{ mm}$. Tloušťku pocínování nebylo možné zjistit, proto byla brána pouze odhadovaná hodnota $t_c = 0,0175 \text{ mm}$. Dutina byla na rezonátor přiložena tak, aby byl zakryt celý DR. Střed umístěného DR je zároveň středem přiložené dutiny, viz Obr. 3.27.



Obr. 3.27: Dielektrický rezonátor zakryt Wheelerovou dutinou.

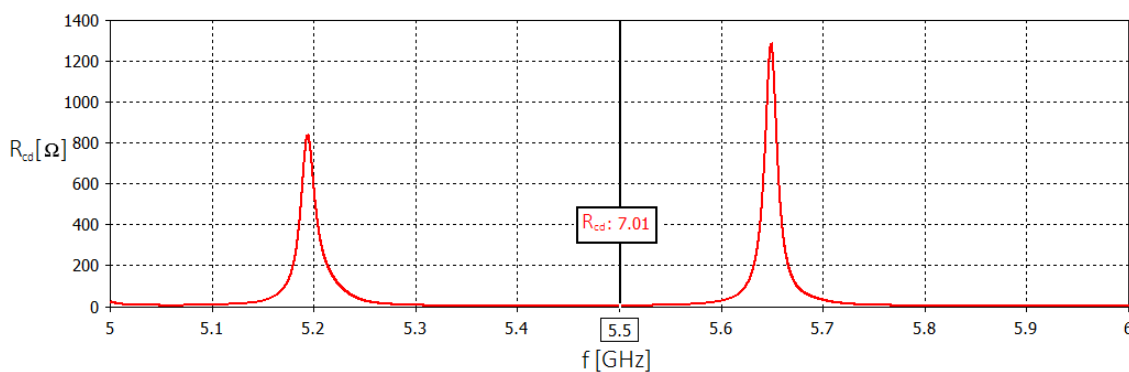
Na sestaveném modelu DRA byl zkoumán vliv Wheelerovy dutiny na vstupní impedanci Z_{vst} . Jak je vidět na obrázku 3.28, při zakrytí DR dutinou získáváme průběh ztrátového odporu R_{cd} v závislosti na frekvenci. Simulací byla zjištěna hodnota ztrátového odporu $R_{cd} = 3,77 \Omega$.



Obr. 3.28: Průběh ztrátového odporu R_{cd} při zakrytí DRA dutinou

Zobrazené impedanční špičky jsou závislé na tvaru, velikosti i na materiálu dutiny, ze kterého je vyrobena. V případě, že by impedanční špička byla v místě našeho pracovního kmitočtu, tedy 5,5 GHz, získaný ztrátový odpor by byl v řádech stovek ohmů a vypočtená vyzařovací účinnost by byla v záporných hodnotách (přesahující 100 %). Je tedy nesmírně důležité, z jakého materiálu je Wheelerova dutina sestrojena a jaké jsou její rozměry.

V dalším kroku byla velikost dutiny zmenšena na rozměry $b_1 = 35$ mm, $a_1 = 30$ mm a opět byl simulován vliv dutiny na vstupní impedanci. Z obrázku 3.29 je patrné, že $R_{cd} = 7,01 \Omega$, ztrátový odpor je tedy vyšší, než u větší dutiny.



Obr. 3.29: Průběh ztrátového odporu R_{cd} s použitím menší dutiny

Ze získaných hodnot ztrátových odporů R_{cd} a vstupní impedance Z_{vst} byly vypočteny vyzařovací odpory R_{rad} ze vztahu 2.20 a následně i vyzařovací účinnosti η_{rad} , podle vztahu 2.19. Vypočtené výsledky jsou zobrazeny v tabulce 3.

délka podstavy $a_I = 30$ mm		
	výška $b_I = 35$ mm	výška $b_I = 45$ mm
Z_{vst} [Ω]	49,21	49,21
R_{cd} [Ω]	3,77	7,01
R_{rad} [Ω]	45,44	42,2
η_{rad} [%]	92,34	85,74

Tab. 6: Vypočtené vyzařovací účinnosti

4. Praktické a naměřené výsledky

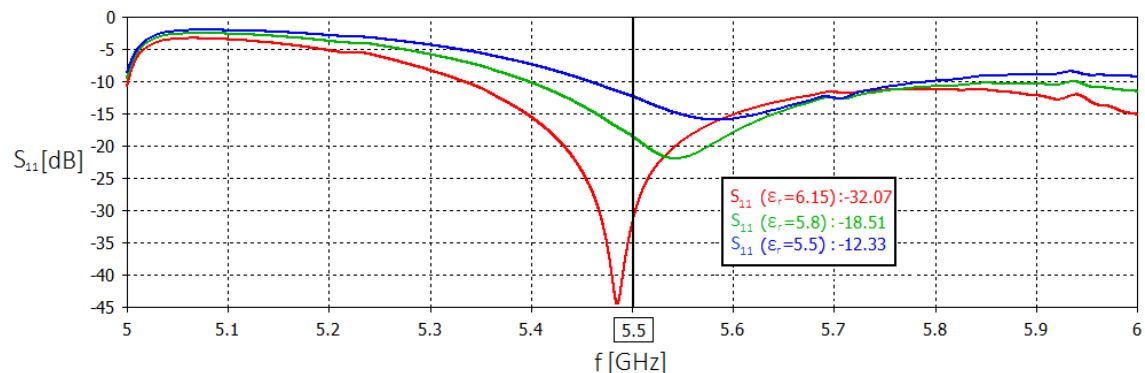
Tato kapitola se zabývá naměřenými hodnotami veličin a skutečnými rozměry použitých komponent. V kapitole je diskutován vliv nepřesností u DR a Wheelerovy dutiny na změřené výsledky. V neposlední řadě jsou zde zahrnuty výsledky měření vyzařovací účinnosti Wheelerovou dutinou pomocí zisku a směrovosti, včetně porovnání obou metod.

4.1 Dielektrický rezonátor

Dle návrhu bylo ze substrátu Arlon 600 použitého na DR vyřezáno 7 kusů o rozměrech $a = 11$ mm, $b/2 = 18$ mm a $h_s = 1,575$ mm. Jednotlivé kusy byly slepeny oboustrannou lepicí páskou o šířce 0,059 mm s permitivitou $\epsilon_r = 3$.

Vzhledem k tomu, že kusy substrátu nebyly vyřezány zcela přesně a při lepení došlo k dalším nepřesnostem, byly naměřené rozměry rozdílné, než u simulovaného DR, tedy $a = 11,08$ mm, $d = 11,38$ mm, $b/2 = 18,14$ mm.

V CST Microwave Studio byl sestaven obdobný model, kde byla zkoumána změna permitivity substrátu. U modelu byla zanedbána permitiva lepicí pásky.

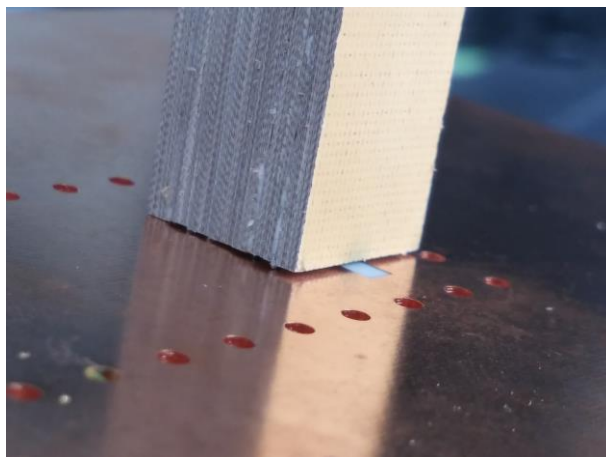


Obr. 4.1: Zkoumání vlivu změny relativní permitivity substrátu DR

Z Obr 4.1 je patrné, že se snižující se permitivitou substrátu dochází k posunu rezonančního kmitočtu na vyšší frekvence a zároveň dochází ke snižování absolutní hodnoty činitele odrazu S_{11} .

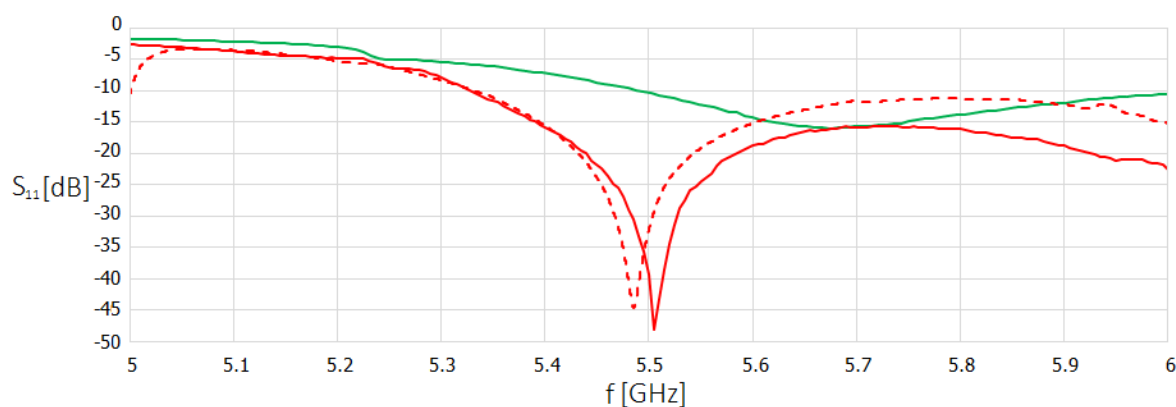
Při měření S_{11} u sestavené DRA bylo zjištěno posunutí rezonančního kmitočtu na $f_r = 5,7$ GHz s úrovní $S_{11} = -15,59$ dB. Frekvenční posun byl z části zapříčiněn zanedbáním relativní permitivity lepicí pásky při simulacích.

Další a mnohem významější příčina posunu rezonančního kmitočtu byla způsobena nepřesnou konstrukcí DR a nedoléhavostí podstavy k zemní ploše, což je viditelné z Obr. 4.2. Frekvenční posun byl z největší části zapříčiněn vzduchovými bublinami mezi šterbinou a rezonátorem. Vzduch o relativní permitivitvě $\epsilon_r = 1$ způsobil zhoršení vazby mezi šterbinou a DR.



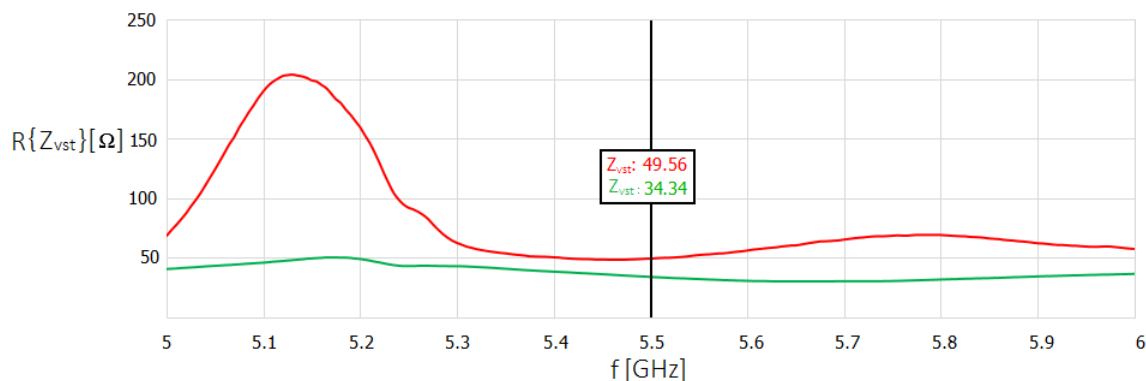
Obr. 4.2: Vzduchová mezera mezi šterbinou a DR

V dalším kroku došlo k zarovnání tvaru a především podstavy DR, která byla zbrušena velice jemným brusným papírem. Výsledná výška DR byla naměřena $b/2 = 17,97$ mm. Na Obr. 4.3 jsou zobrazeny výsledky měření s původním a zbrušeným DR. Zelenou křivkou je zobrazen průběh činitele odrazu u nezbrušeného DR, červenou plnou křivkou je ukázán průběh S_{11} u zbrušeného rezonátoru. Dále je v grafu uveden průběh S_{11} u simulované DRA, který je znázorněn přerušovanou červenou křivkou. Rozdíl mezi simulací a skutečně naměřeným průběhem je v rezonanci menší než 0,5 %. Po úpravě zbrúšením došlo tedy k posunu rezonančního kmitočtu na 5,5 GHz s úrovní $S_{11} = -39,42$ dB.



Obr. 4.3: Činitel odrazu S_{11} u původního a zbrušeného DR

Změřená vstupní impedance dosahuje před zbrošením hodnoty $R\{Z_{vst}\} = 34,34 \Omega$, po úpravě došlo k impedančnímu vyladění na $R\{Z_{vst}\} = 49,56 \Omega$. Úplné srovnání skutečného, simulovaného a zbrošeného DR včetně rozměrů je zobrazeno v tabulce 7.



Obr. 4.4: Reálná část vstupní impedance Z_{vst} u původního a zbrošeného DR

Konečné rozměry DR byly posuvným měřítkem v dílně UREL naměřeny na $a = 11,07 \text{ mm}$, $d = 11,36 \text{ mm}$, $b/2 = 17,97 \text{ mm}$.

	simulovaný DR	skutečný DR	po zbrošení
výška $b/2$ [mm]	18	18,14	17,97
podstava a [mm]	11	11,08	11,07
podstava d [mm]	11,38	11,38	11,36
činitel odrazu S_{11} [dB]	-32,07	-10,42	-39,42
reálná část vstupní impedance Z_{vst} [Ω]	49,21	34,34	49,56

Tab. 7: Srovnání simulovaného a skutečného DR

4.1 Wheelerova dutina

Každá z použitých Wheelerových dutin byla sestavena ze 3 částí pocínovaného železného plechu. Jednotlivé části byly spájeny a použity při měření vyzařovací účinnosti Wheelerovou metodou.

Skutečné rozměry sestavených dutin se liší od navržených z důvodů nepřesného ořezu plechových částí a následného pájení.

Výsledné rozměry dutiny jsou zaznamenány v tabulce 5, kde b_I představuje výšku dutiny a rozměry a_I , a_{II} délky podstav. Největší odchylka byla naměřena u větší dutiny u podstavu a_I . Rozdíl mezi simulovaným a skutečným rozměrem byl naměřen 1,7 mm.

	menší dutina		větší dutina	
	simulovaná	skutečná	simulovaná	skutečná
výška b_I [mm]	35	36,02	45	46,4
podstava a_I [mm]	30	30,0	30	30,1
podstava a_{II} [mm]	30	31,1	30	31,7

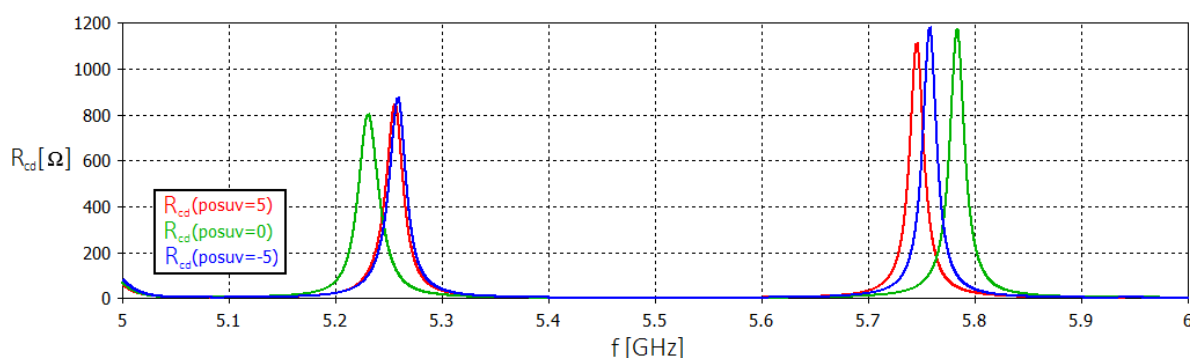
Tab. 8: Srovnání rozměrů skutečných a simulovaných Wheelerových dutin

4.2 Měření vyzařovací účinnosti Wheelerovou dutinou

Pro měření účinnosti Wheelerovou dutinou byly použity 2 sestrojené dutiny z pocínovaného železného plechu o rozměrech z tabulky 8.

Měřicí postup je popsán v kapitole 2.2 Metoda měření s využitím radiačního štítu.

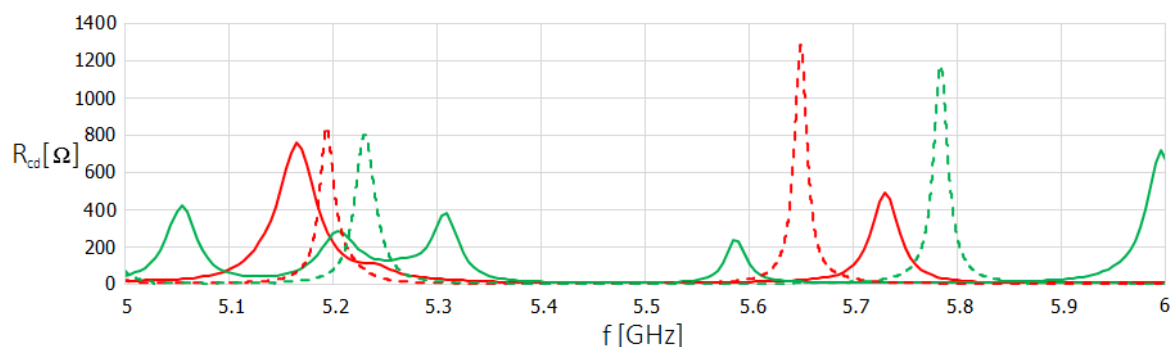
Při umístění Wheelerovy dutiny na střed DR nebyly naměřeny hodnoty srovnatelné s výsledky v simulacích. Z tohoto důvodu došlo k velice jemnému posuvu dutiny z nominální pozice.



Obr. 4.5: Posuv dutiny z nominální pozice po ose y

Na obrázku 4.5 je zobrazena citlivost R_{cd} v závislosti na posuvu větší dutiny z původní pozice. Posuv byl simulován v ose y o ± 5 mm souřadného systému, kde $\text{posuv} = 0$ mm udává nominální hodnotu.

Dutiny zcela nedoléhaly svými stěnami k zemi desce a únik energie zkreslil naměřené výsledky. Následné hodnoty ztrátových odporů R_{cd} byly naměřeny vyšší, než u simulovaných dutin, jak ukazuje Obr. 4.6. Zelené křivky udávají průběhy ztrátového odporu u větších dutin, červené představují průběhy u menších sestrojěných dutin. Simulované závislosti jsou zobrazeny přerušovaně. U větší dutiny byla hodnota ztrátového odporu naměřena $R_{cd} = 7,53 \Omega$, u menší $R_{cd} = 7,13 \Omega$.



Obr. 4.6: Změřený ztrátový odpor R_{cd} u obou sestrojěných dutin

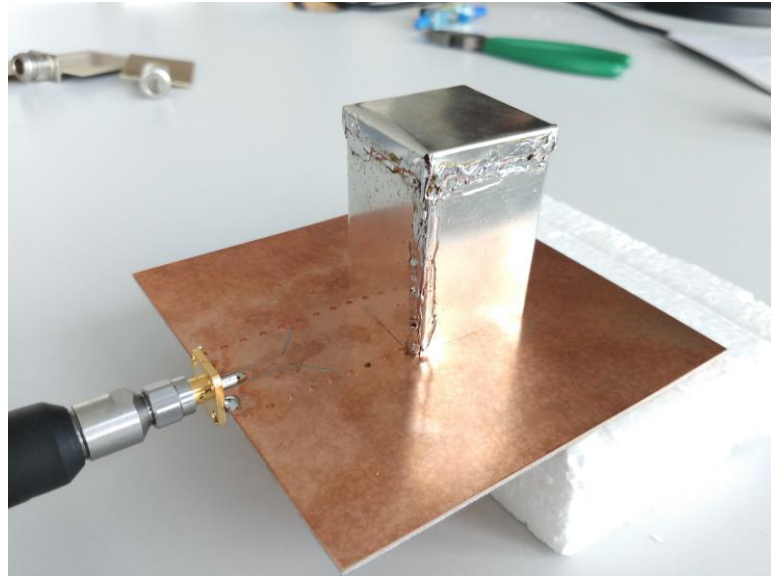
Vstupní impedance DRA bez zakrytí dutinou byla naměřena $Z_{vst} = 49,56 \Omega$. Hodnoty vyzařovacího odporu R_{rad} byly vypočteny ze vztahu 2.20, vyzařovací účinnost η_{rad} byla získána ze vztahu 2.19. Porovnání naměřených a simulovaných výsledků je uvedeno v tab. 9.

	menší dutina		větší dutina	
	simulace	měření	simulace	měření
$R_{cd} [\Omega]$	3,77	7,13	7,01	7,53
$R_{rad} [\Omega]$	45,44	42,43	42,2	42,03
$\eta_{rad} [\%]$	92,34	85,61	85,74	84,80

Tab. 9: Srovnání simulovaných a naměřených dutin

S použitím menší dutiny byla změřena vyzařovací účinnost $\eta_{rad} = 84,81 \%$, oproti výsledku získaného simulací, kde $\eta_{rad} = 85,74 \%$. Rozdíl mezi skutečným a simulovaným výsledkem byl spočten na 0,93 %. U větší dutiny dosahuje rozdíl vyzařovací účinnosti 7,17 %.

Na obrázku 4.7 je znázorněn princip měření vyzařovací účinnosti pomocí kovové dutiny. Pro lepší stabilitu byla anténa částečně podložena polystyrenovým kvádrem.



Obr. 4.7: Měření vyzařovací účinnosti η_{rad} Wheelerovou metodou

4.3 Měření vyzařovací účinnosti ze zisku a směrovosti

Následující kapitola se zabývá měřením vyzařovací účinnosti s pomocí zisku G a směrovosti D . Zisk byl měřen substituční metodou v bezodrazové komoře v laboratoři UREL. Hodnota směrovosti byla stanovena ze simulace $D = 3,06$ dB. Následně byla vypočtena vyzařovací účinnost η_{rad} .

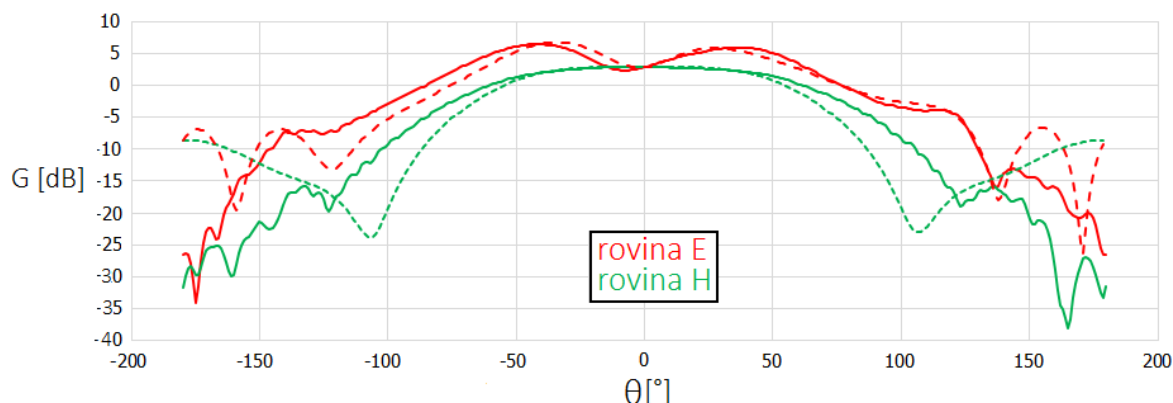
Při praktickém měření zisku G_{mer} v bezodrazové komoře došlo k upevnění měřené antény k točně sférického skeneru maximem vyzařovací charakteristiky směrem k ozařovací anténě. Měření antény proběhlo na kmitočtu $f = 5,5$ GHz. Připevněná DRA byla ozařována trychtýřovou anténou o stejné polarizaci, jako anténa měřená. Posunem točny byly naměřeny přenosy S_{21mo} mezi měřenou a ozařovací anténou v E a H rovinách.

Dále byl měřen stejným způsobem přenos S_{21ro} referenční a ozařovací antény na pracovním kmitočtu. Tento údaj je nutný k výpočtu zisku měřené DRA. Zisk referenční antény na pracovním kmitočtu 5,5 GHz dosahuje $G_{ref} = 13,32$ dBi.

Výpočet absolutní hodnoty zisku v maximu vyzařování se vypočte jako,

$$G_{mer} = S_{21mo} - (S_{21ro} - G_{ref}). \quad (3.19)$$

Na Obr 4.8 je zobrazen naměřený zisk na E a H rovinách. Výsledky jsou srovnány s hodnotami získanými v simulacích. Plné křivky udávají naměřené hodnoty, zatímco přerušované křivky hodnoty zobrazují simulace.



Obr. 4.8: Srovnání naměřeného a simulovaného zisku

V hlavním laloku vyzařování jsou naměřené i simulované hodnoty takřka totožné, při hodnotách úhlu $\theta = \pm 50^\circ$ se výsledky v obou rovinách rozcházejí. Na kmitočtu $f = 5,5$ GHz byla absolutní hodnota zisku vypočtena $G_{mer} = 2,86$ dB. Zisk získaný simulací byl zjištěn $G = 2,9$ dB. Rozdíl mezi měřeným a simulovaným ziskem byl vypočten 0,04 dB.

Ze simulovaných i naměřených hodnot byla vypočtena vyzařovací účinnost η_{rad} podle vztahu 2.12. Výsledky jsou zobrazeny v tabulce 10.

	simulace	měření
G [dB]	2,90	2,86
D [dB]	3,06	3,06
η_{rad} [%]	96,27	95,50

Tab. 10: Zisk a vypočtená vyzařovací účinnost η_{rad}

4.4 Porovnání měřících metod

V kapitole je demonstrováno porovnání výsledků jednotlivých měřících metod. V tabulce 11 jsou zobrazeny jednotlivé metody a výsledky získané simulací i měřením.

	Wheelerova metoda				metoda měření zisku	
	simulace		měření		simulace	měření
	menší dutina	větší dutina	menší dutina	větší dutina		
η_{rad} [%]	92,34	85,74	85,74	84,80	96,27	95,50

Tab. 11: Srovnání metod měření vyzařovací účinnosti η_{rad}

Při měření vyzařovací účinnosti Wheelerovou metodou byly sestrojeny 2 dutiny. Lepších výsledků bylo dosaženo s menší dutinou, simulací $\eta_{rad} = 92,34$ % a měřením $\eta_{rad} = 85,74$ %. U větší dutiny byly naměřené výsledky $\eta_{rad} = 84,80$ % srovnatelné se simulací $\eta_{rad} = 85,74$ %. Nižší hodnoty vyzařovací účinnosti byly způsobeny nepřesnou výrobou Wheelerových dutin, které měly jiný rozměr než simulované a především jejich podstavy zcela nedoléhaly k zemi ploše. Wheelerova metoda měření vyzařovací účinnosti je rychlejší, ovšem při nesprávné velikosti dutiny jsou změřené hodnoty R_{cd} a vypočtená účinnost η_{rad} nepoužitelné. I přes správně zvolené rozměry byla vyzařovací účinnost menší a její hodnota nedosahovala více než 95 %.

Vyzařovací účinnost získaná měřením zisku dosahuje mnohem lepších výsledků, než metoda s Wheelerovou dutinou. Ze změřeného zisku byla vypočtena vyzařovací účinnost $\eta_{rad} = 95,50$ % a ze simulovaného $\eta_{rad} = 96,27$ %. Metoda je časově náročnější, ovšem výsledky jsou daleko přesnější než použití Wheelerovy metody. V případě, že by hodnota směrovosti D nebyla zjištěna simulací na sestaveném modelu, ale její hodnota by byla získána měřením, výsledná vyzařovací účinnost by byla méně přesná. Hodnota směrovosti se často odhaduje přibližným vztahem, který by nepřesnost způsobil.

5. ZÁVĚR

V první části bakalářské práce jsou uvedeny obecně platné informace týkající se DR. Nachází se zde možné tvary rezonátorů, rozložení pole u kvádrového rezonátoru, materiály a buzení DRA, přičemž jako optimální byl vybrán SIW spolu se štěrbinou. Další část práce pojednává o dvou zvolených metodách měření účinnosti antény – metoda měření zisku a směrovosti a metoda měření radiační dutinou (Wheelerova metoda).

Cílem práce bylo navrhnout a sestrojít dielektrickou rezonátorovou anténu a změřit účinnost antény pomocí dvou zvolených metod. Výsledky měření obou metod byly konfrontovány s teoretickými předpoklady. Model antény byl navržen v programu CST Microwave Studio. Z důvodu nejjednodušší a rovněž nejpřesnější konstrukce byl zvolen kvádrový tvar DR, u kterého byl použit substrát Arlon 600. V dalším kroku byl navržen SIW s použitým substrátem Arlon 25N. Podle teoretických výpočtů byly prokovy navrženy s průměrem $d = 1,5$ mm. Vzdálenost prokovů od sebe byla dle následných simulací stanovena na $p = 4,5$ mm. Pro buzení DR byla navržena vazební štěrbina a koplanární vedení, tedy přechod na SMA konektor. Zemní plocha u DRA byla zvětšena na 10×10 cm z důvodu symetričtějších vyzařovacích charakteristik. V následujícím kroku byl ekvivalentní vlnovod nahrazen skutečným SIW, přičemž došlo k frekvenčnímu posunu rezonance na kmitočet 5,42 GHz. DRA byla opět vyladěna na 5,5 GHz s hodnotou $S_{11} = 32,07$ dB. Simulovaná hodnota zisku při $\theta = 0^\circ$ byla podle simulací získána $G = 3,7$ dB.

Pro měření vyzařovací účinnosti η_{rad} byla navržena kovová dutina kvádrového tvaru. Při návrhu byl použit materiál dostupný v dílně UREL - pocínovaný železný plech s tloušťkou $t_w = 0,32$ mm. Navržená dutina byla testována v modálním řešiči, kde byly zjištěny vlastní rezonance, které by ovlivnily výsledek měření. Dále byla navržena další testovací dutina. Hodnoty ztrátových odporů byly ze simulace zjištěny $R_{cd} = 3,77 \Omega$ u menší dutiny a $R_{cd} = 7,01 \Omega$ u větší. Vypočtená vyzařovací účinnost dosahovala u menší dutiny $\eta_{rad} = 92,34 \%$, u větší $\eta_{rad} = 85,74 \%$.

Závěr práce se věnuje výrobním postupům a samotným měřením zkonstruované antény. V prvním kroku byl vyroben DR. Při lepení DR došlo k nepřesnostem a jeho rozměry neodpovídaly rozměrům v návrhu. Podstava nebyla zcela rovná a vzduchové bubliny zhoršily vazbu mezi štěrbinou a DR. Rezonanční kmitočet byl na vektorovém analyzátoru v dílně UREL změřen $S_{11} = -15,59$ dB na kmitočtu na $f_r = 5,7$ GHz. Pro dosažení přesnějších výsledků byla následně podstava a stěny DR zbrušeny a vyhlazeny velice jemným brusným papírem. Změřená rezonance nastala na kmitočtu $f_r = 5,5$ GHz při hodnotě $S_{11} = -39,4$ dB. Naměřená vstupní impedance dosahovala po zbrúšení $R\{Z_{vst}\} = 49,56 \Omega$.

Následně probíhalo měření ztrátového odporu pomocí Wheelerových dutin, které byly složeny ze 3 spájených kusů k sobě. Při pájení došlo k prvotním nepřesnostem a rozměry dutin byly jiné, než v případě simulací. Stěny dutin zcela nedoléhaly k zemní ploše antény a vznikl únik energie, který ovlivnil naměřené výsledky R_{cd} . Naměřené hodnoty ztrátového odporu byly ve velké míře závislé na umístění dutiny. Při umístění do nominální polohy nebyly naměřeny srovnatelné výsledky, proto došlo k drobným posunům dutiny.

U větší dutiny byl naměřen ztrátový odpor $R_{cd} = 7,53 \Omega$, u menší $R_{cd} = 7,13 \Omega$. Vypočtené vyzařovací účinnosti dosahovaly u menší dutiny $\eta_{rad} = 85,61 \%$, u větší $\eta_{rad} = 84,80 \%$.

V posledním kroku došlo k měření směrových charakteristik a výpočtu absolutní hodnoty zisku. Výsledná hodnota zisku byla vypočtena $G_{mer} = 2,86$ dB. Hodnota směrovosti byla získána ze simulace, kde $D = 3,06$ dB. Hodnota vyzařovací účinnosti byla vypočtena na $\eta_{rad} = 95,50 \%$. Z výsledků simulací byla hodnota vyzařovací účinnosti vypočtena na $\eta_{rad} = 96,27 \%$.

Dle teoretických předpokladů by se měla hodnota vyzařovací účinnosti pohybovat nad hranicí 95 %. Z naměřených hodnot vyplývá, že pomocí Wheelerovy metody nebyla tato hranice dosažena. Závěrem lze tedy říci, že metoda zisku a směrovosti je přesnější a spolehlivější než měření Wheelerovou dutinou.

LITERATURA

- [1] ED. BY K.M. LUK .. *Dielectric resonator antennas*. Baldock: Research Studies Press, 2003. ISBN 9780863802638.
- [2] JABŮREK, L. *Studium elektrického namáhání drážkové izolace*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav elektrotechnologie, 2009. 39 s., 0 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: ing. Martin Frk, Ph.D
- [3] POZAR, David M. *Microwave engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, c2012. ISBN 0470631554.
- [4] HANUS, Stanislav a Jiří SVAČINA. *Vysokofrekvenční a mikrovlnná technika: přednášky*. Vyd. 2., dopl. Brno: Vysoké učení technické, 2002. ISBN 80-214-2222-X.
- [5] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 3rd ed. Hoboken, NJ: John Wiley, c2005. ISBN 047166782X. Dielectric Resonator Antennas: A Historical Review and the Current State of the Art
- [6] PETOSA A., ITTIPIBOON A., *Dielectric resonator antennas: A historical review and the current state of the art*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2011, 91-116s., ISSN 1045-9243, DOI 10.1109/MAP.2010.5687510
- [7] PETOSA, Aldo. *Dielectric resonator antenna handbook*. Boston: Artech House, 2007. ISBN 9781596932074.
- [8] RAIDA, Z., ČERNOHORSKÝ D, GALA D. a další, *Elektromagnetické vlny a mikrovlnná technika*, Multimediální učebnice, Brno, Vysoké učení technické, Fakulta elektroniky a komunikačních technologií, Ústav radiotechniky, dostupné na www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia.
- [9] MONGIA R.K., ITTIPIBOON A, *Theoretical and Experimental Investigations on Rectangular Dielectric Resonator Antennas*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2002, 1348 – 1356s, ISSN 1558-2221, DOI 10.1109/8.623123
- [10] XU F., WU K. , *Guided-Wave and Leakage Characteristics of Substrate Integrated Waveguide*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2005, 66 – 73s., ISSN 0018-9480, DOI: 10.1109/TMTT.2004.839303
- [11] *Substrate Integrated Waveguide*, Internetový zdroj www.microwaves101.com, dostupné na <https://www.microwaves101.com/encyclopedias/substrate-integrated-waveguide>.
- [12] WAHAB W.M.A. R.K., BUSUIOC DAN., SAFAVI-NAEINI S., *Low Cost Planar Waveguide Technology-Based Dielectric Resonator Antenna (DRA) for Millimeter-Wave Applications: Analysis, Design, and Fabrication*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2010, 2499 – 2507s., ISSN 1558-2221, DOI 10.1109/TAP.2010.2050443

- [13] KAZEMI R., FATHY A.E., R.K., YANG S.: *Development of an ultra wide band GCPW to SIW transition*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2012, ISSN 2164-2974, DOI 10.1109/RWS.2012.6175308
- [14] SMITH G.: *An analysis of the Wheeler method for measuring the radiating efficiency of antennas*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2003, 552 – 556s., ISSN: 1558-2221, DOI : 10.1109/TAP.1977.1141615
- [15] MONGIA R.K., ITTIPIBOON A., CUHACI M., *Measurement of Radiation Efficiency of Dielectric Resonator Antennas*, IEEE Microwave and guided wave letters, 1994, 80-82s., ISSN 1051-8207. DOI : 10.1109/75.275587
- [16] NEWMAN E., BOHLEY P., WALTER C., *Two methods for the measurement of antenna efficiency*, IEEE Microwave and guided wave letters, 2003, 457–461s., ISSN 1558-2221, DOI: 10.1109/TAP.1975.1141114
- [17] *Měření směrových diagramů antén – popis*, Internetový zdroj <http://www.old2.elmag.org>, dostupné na http://www.old2.elmag.org/lib/exe/fetch.php/wiki:user:bartik:uloha_3_popis.pdf
- [18] ING. M. PROCHÁZKA, CSC, *Měření elektrických parametrů antén*, Internetový zdroj <http://om6bb.bab.sk>, dostupný na <http://om6bb.bab.sk/files/HAM%20Kniznica/Magaziny/Amaterske%20radio%20pro%20Konstruktery/1999-02a.pdf>
- [19] VAVRA, Štefan. a Ján TURÁN. *Antény a šírenie elektromagnetických vln*. Bratislava: Alfa, vydavateľstvo technickej a ekonomickej literatúry, 1989. Edícia elektrotechnickej literatúry. ISBN 80-05-00131-2.
- [20] *Měření parametrů koaxiálních napáječů*, laboratorní úloha BEVA dostupná na <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/beva/lab/lab01.pdf>
- [21] WADELL, Brian C. *Transmission line design handbook*. Boston: Artech House, c1991. ISBN 9780890064368.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

a	Šířka dielektrického rezonátoru
a_d	Šířka kovového vlnovodu pro jiné dielektrikum než vzduch
a_v	Šířka kovového vlnovodu
a_s	Šířka vlnovodu integrovaného do substrátu
a_1	Poloměr kvádrové dutiny
A_s	Útlum mezi anténami
A_0	Celková výchylka při měření antén
A_1	Výchylka při prvním měření zisku
A_2	Výchylka při druhém měření zisku
b	Výška dielektrického rezonátoru
b_s	Vzdálenost štěrbin od kraje vlnovodu
b_v	Výška kovového vlnovodu
b_1	Výška kvádrové dutiny
BW	Šířka pásma
c	Rychlost světla
c_s	Šířka štěrbin
d	Délka dielektrického rezonátoru
d_{cop}	Úsek koplanárního vedení
d_{in}	Vnitřní vodič SMA konektoru
d_{out}	Vnější vodič SMA konektoru
d_s	Délka štěrbin
D	Směrovost antény
D_θ	Směrovost úhlu θ
D_ϕ	Směrovost úhlu ϕ
DR	Dielektrický rezonátor
DRA	Dielektrická rezonátorová anténa
e_s	Vzdálenosti středu štěrbin od zkratu
E	Elektrické pole
f_c	Kritická frekvence vlnovodu
f_p	Pracovní frekvence vlnovodu
f_r	Rezonanční frekvence

g	Šířka mezery koplanárního vedení
G	Zisk antény
G_a	Zisk měřené antény
G_i	Zisk vůči izotropnímu zářiči
G_r	Zisk známé antény
G_{ref}	Zisk referenční antény
G_{mer}	Zisk měřené antény
h	Výška substrátu vlnovodu
h_s	Tloušťka substrátu pro dielektrický rezonátor
h_p	Tloušťka pásky pro lepení
H	Magnetické pole
HE	Hybridní vlna
i	Imaginární číslo
I	Proud na vstupních svorkách antény
k	Parametry potřebné k výpočtu koplanárního vedení
k_x	Vlnové číslo k ose x
k_y	Vlnové číslo k ose y
k_z	Vlnové číslo k ose z
K	Eliptický integrál 1. druhu
m_d	Vidové číslo
n_d	Vidové číslo
n	Normála
p	Vzdálenost prokovů
p_d	Vidové číslo
P_{in}	Vstupní výkon antény
R	Vzdálenost mezi anténami
r	Poloměr podstavy válce
P_{rad}	Vyzářený výkon
PSV	Poměr stojatých vln
p	Vzdálenost prokovů od sebe
$posuv$	Posuv Wheelerovy dutiny
Q	Činitel jakosti antény
Q_{rad}	Záření dielektrického rezonátoru
Q_{cd}	Dielektrické a vodivé ztráty

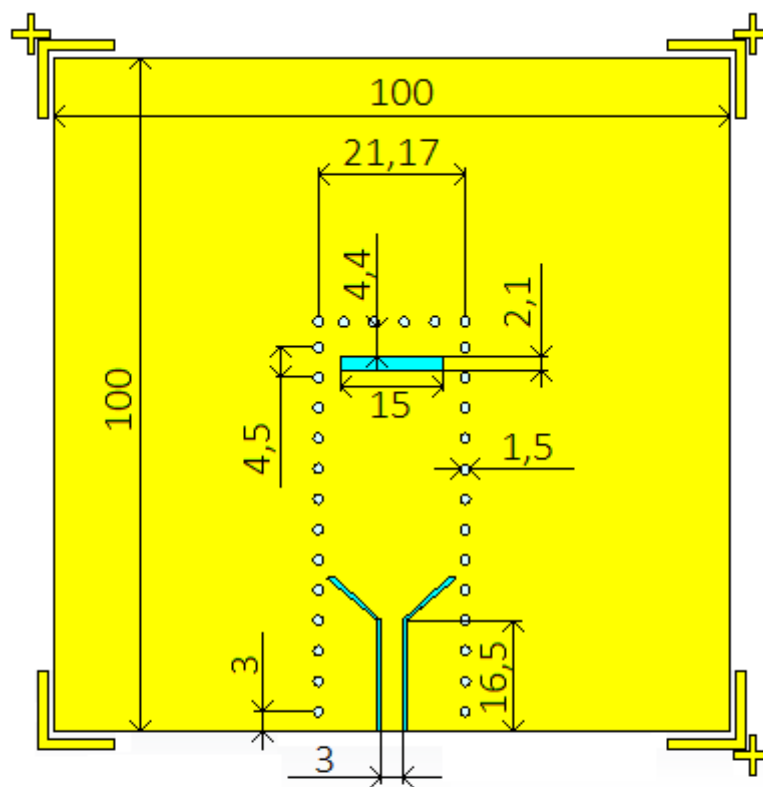
Q_c	Celkový Q faktor
R_{cd}	Ztrátový odpor
R_{rad}	Vyzařovací odpor
S_{11}	Činitel odrazu na vstupu
S_{12}	Přenos ze vstupu na výstup
S_{21mo}	Přenos měřené ku vyzařovací anténě
S_{21ro}	Přenos referenční ku vyzařovací anténě
SIW	Vlnovod integrovaný do substrátu
t	Měděné pokovení substrátu
t_c	Tloušťka pocínování
t_w	Celková tloušťka materiálu použitého na Wheelerovou dutinu
$tg \delta$	Ztrátový činitel
TE	Transverzálně elektrická vlna
TM	Transverzálně magnetická vlna
U	Intenzita záření do daného směru
U_0	Intenzita záření do sférického prostoru
v	Poloměr podstavy válce
W	Přibližný rozměr úseku koplanárního vedení
W_e	Uložená energie v rezonátoru
x	Osa ve směru x
X	Reaktance
y	Osa ve směru y
z	Osa ve směru z
Z_{vst}	Vstupní impedance
Z_0	Charakteristická impedance vedení
λ	Vlnová délka
λ_p	Pracovní vlnová délka
λ_c	Kritická vlnová délka
λ_g	Délka vlny ve vlnovodu
ω	Úhlová frekvence
ϵ_{eff}	Efektivní relativní permitivita
ϵ_r	Relativní permitivita
ϵ_{rh}	Relativní permitivita substrátu
ϵ_0	Permitivita vakua

π	Ludolfovo číslo
η_0	Celková účinnost
η_r	Účinnost impedančního přizpůsobení
η_c	Účinnost vodivých částí
η_d	Účinnost dielektrika
η_{rad}	Účinnost vyzařování
θ	Úhel théta
ϕ	Úhel phi
γ	Konduktivita
δ	Hloubka vniku

SEZNAM PŘÍLOH

A	Okótovaný motiv DRA	55
B	Rozměry DR	56
C	Fotografie realizované antény	57

A Okóvaný motiv DRA

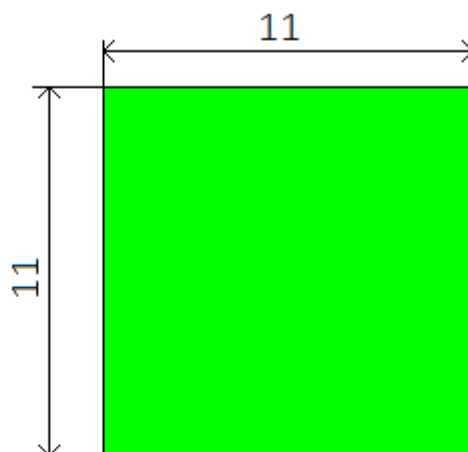


HORNÍ STRANA



BOČNÍ STRANA

B Rozměry DR



HORNÍ STRANA



BOČNÍ STRANA

C Fotografie realizované antény

