



# 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

## NÁVRH PERIODICKÝCH STRUKTUR PRO ZVÝŠENÍ SMĚROVOSTI DIELEKTRICKÝCH REZONÁTOROVÝCH ANTÉN

PERIODIC STRUCTURE DESIGN FOR DIRECTIVITY ENHANCEMENT OF DIELECTRIC  
RESONATOR ANTENNAS

### DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Radek Slavíček

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jaroslav Láčák, Ph.D.

BRNO 2018



# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**  
Ústav radioelektroniky

**Student:** Bc. Radek Slavíček

**ID:** 146100

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2017/18

**NÁZEV TÉMATU:**

## Návrh periodických struktur pro zvýšení směrovosti dielektrických rezonátorových antén

### POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s problematikou dielektrických rezonátorových antén i s metodami pro zvýšení jejich směrovosti, včetně buzení vyšších vidů. Zaměřte se při tom na využití struktur s elektromagnetickým zádržným pásmem (EBG) pro potlačení vln vedených rozhráním vodič-vzduch [1]. Vytvořte jednoduchý numerický model dielektrické rezonátorové antény ve vhodném simulačním prostředí (CST Microwave Studio) a anténu vyladte do rezonance na zvoleném kmitočtu. Následně navrhnete anténní element pracující s vyšším videm [2] na stejném kmitočtu.

Nastudujte problematiku numerického modelování periodických struktur a navrhnete EBG substrát pro pásmo, ve kterém pracují oba anténní elementy. Optimalizujte antény nad periodickým substrátem tak, aby byl maximalizován zisk ve směru kolmém k substrátu a aby byli postranní laloky ve směrech zemní roviny výrazně potlačeny. Antény vyrobte, změřte jejich impedanční a vyzařovací charakteristiky a dosažené výsledky srovnajte s výsledky simulací.

### DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SIEVENPIPER, D., LIJUN ZHANG, R.F.J. BROAS, N.G. ALEXOPOLOUS, YABLONOVITCH, E. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band, in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, Nov 1999.


[2] MRNKA, M.,RAIDA, Z. Enhanced-Gain Dielectric Resonator Antenna Based on the Combination of Higher-Order Modes, in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, no. , pp. 710-713, 2016.

**Termín zadání:** 5. 2. 2018

**Termín odevzdání:** 17. 5. 2018

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jaroslav Láčik, Ph.D.



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

### UPOZORNĚNÍ:

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

## ABSTRAKT

Práce se zabývá lineárně polarizovanou dielektrickou kvádrovou rezonátorovou anténou (DRA) pracující v základním módu  $TE^y_{1\delta 1}$  a módu vyššího řádu  $TE^y_{131}$  při  $f_0 = 10$  GHz obklopená zádržnou elektromagnetickou strukturou (EBG). Byly navrženy dielektrické rezonátorové antény, struktura EBG a byla vyvinuta metoda integrace obou komponent. Simulované výsledky ukazují významné zlepšení vyzařovací charakteristiky v E-rovině (užší vyzařovací svazek, nižší úroveň postranních laloků, vyšší směrovost) ve srovnání s konvenčním DRA. To se podařilo ověřit měřením pro vid  $TE^y_{1\delta 1}$ .

## KLÍČOVÁ SLOVA

Dielektrická rezonátorová anténa (DRA), elektromagnetické zádržné pásmo (EBG), směrová anténa

## ABSTRACT

The thesis deals with linearly polarized dielectric rectangular resonator antenna (DRA) operating in the basic mode  $TE^y_{1\delta 1}$  and higher order mode  $TE^y_{131}$  at  $f_0 = 10$  GHz surrounded by an electromagnetic band gap structure (EBG). The dielectric resonator antennas, the EBG structure were designed and a method of integration of both components was developed. The simulated results show a significant improvement of the radiation pattern in the E-plane radiation pattern (narrower main beam, lower level of side lobes, higher directivity) in comparison to a conventional DRA. This was verified by the  $TE^y_{1\delta 1}$  measurement.

## KEYWORDS

Dielectric resonator antenna (DRA), electromagnetic band gap (EBG), directive antenna

SLAVÍČEK, R. *Návrh periodických struktur pro zvýšení směrovosti dielektrických rezonátorových antén*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 64 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Jaroslav Láčík Ph.D.

# PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svůj semestrální projekt na téma Návrh periodických struktur pro zvýšení směrovosti dielektrických rezonátorových antén jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního 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 uvedeného semestrálního projektu dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto semestrálního projektu jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne .....

.....

(podpis autora)

# PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Jaroslav Láčík Ph.D. za odbornou pomoc a cenné rady. Za odborné konzultace také děkuji Ing. Michalu Mrnkovi Ph.D.

Experimentální část této diplomové práce byla realizována na výzkumné infrastruktuře  
vybudované v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

# OBSAH

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>DRA</b>                                     | <b>14</b> |
| 1.1      | Vlastnosti DRA .....                           | 14        |
| 1.2      | Vlnovodový model .....                         | 16        |
| 1.3      | Impedanční šířka pásma a činitel jakosti ..... | 18        |
| <b>2</b> | <b>Analýza a návrh DRA</b>                     | <b>21</b> |
| 2.1      | Analytický návrh DR .....                      | 21        |
| 2.2      | Modální analýza DR .....                       | 22        |
| 2.3      | Návrh DRA .....                                | 24        |
| 2.4      | Mikropáskové vedení .....                      | 25        |
| 2.5      | Napájení .....                                 | 26        |
| 2.6      | Velikost zemní plochy .....                    | 29        |
| 2.7      | Porovnání výpočtů DR .....                     | 31        |
| 2.8      | Rozložení pole .....                           | 31        |
| 2.9      | Zvyšování zisku .....                          | 33        |
| 2.10     | Buzení módů vyšších řádů .....                 | 34        |
| <b>3</b> | <b>Periodické struktury</b>                    | <b>40</b> |
| 3.1      | Povrchové vlny .....                           | 40        |
| 3.2      | Přehled periodických struktur .....            | 42        |
| 3.3      | Návrh hříbkové struktury .....                 | 43        |
| 3.4      | Metody pro ověření zádržného pásma .....       | 46        |
| <b>4</b> | <b>Integrace DRA a EBG</b>                     | <b>48</b> |
| 4.1      | Parametr $g$ .....                             | 49        |
| <b>5</b> | <b>Výroba a Měření</b>                         | <b>51</b> |
| 5.1      | $TE^y_{111}$ .....                             | 52        |
| 5.2      | $TE^y_{131}$ .....                             | 54        |
| 5.3      | $TE^y_{113}$ .....                             | 56        |
| <b>6</b> | <b>Závěr</b>                                   | <b>58</b> |
| <b>7</b> | <b>Bibliografie</b>                            | <b>60</b> |

# SEZNAM OBRÁZKŮ

|  |    |
|--|----|
| Obr. 1: Dielektrické rezonátory pro anténní aplikace [3]. .....  | 15 |
| Obr. 2: Obecný model DRA. ....   | 16 |
| Obr. 3: (a) Dielektrický vlnovod, (b) rozložení pole v příčném řezu vlnovodu [3]. .....  | 16 |
| Obr. 4: Nákres rozložení elektrického pole $\mathbf{E}$ v kvádrovém DR pro vid $TE_{\delta 11}$ , $TE_{\delta 31}$ , $TE_{\delta 13}$ .....  | 17 |
| Obr. 5: Funkce činitele jakosti $Q$ pro poměr rozměrů DRA.....   | 19 |
| Obr. 6: Závislost impedanční šířky pásma $BW$ a poměru rozměrů DRA. ....   | 19 |
| Obr. 7: Normalizovaný činitel jakosti pro různé materiály [3].....   | 20 |
| Obr. 8: Geometrie kvádrové DRA [9]. ....   | 22 |
| Obr. 9: Okrajové podmínky modelu DR (a), podmínka symetrie PMC (b). ....   | 23 |
| Obr. 10: Rozložení elektrického pole $\mathbf{E}$ (a) a magnetického pole $\mathbf{H}$ (b) ve svislém řezu modelu DR vid $TE_{111}$ .....  | 24 |
| Obr. 11: Konfigurace DRA.....  | 24 |
| Obr. 12: Detail zkoseného ohybu mikropásku.....  | 25 |
| Obr. 13: Obdélníková napájecí štěrbiná s mikropáskovým vedením. ....   | 26 |
| Obr. 14: Vektorové rozložení elektrické složky $\mathbf{E}$ (vlevo) a magnetické složky pole $\mathbf{H}$ (vpravo) v napájecí štěrbině.....  | 27 |
| Obr. 15: Rozložení elektrického $\mathbf{E}$ (vlevo) a magnetického $\mathbf{H}$ (vpravo) pole v řezu roviny $yz$ a $xz$ středem DRA se základním videm $TE_{\delta 11}$ při $f_0 = 10$ GHz..... | 27 |
| Obr. 16: Vliv délky štěrbiná $l_s$ na modul činitele odrazu $S_{11}$ .....   | 28 |
| Obr. 17: Vliv délky pahýlu $s$ na modul činitele odrazu $S_{11}$ . ....  | 28 |
| Obr. 18: Závislost velikosti zemnicí plochy. ....  | 30 |
| Obr. 19: Vliv velikosti zemnicí plochy na vyzařovací charakteristiku E-roviny. ....  | 30 |
| Obr. 20: Vliv velikosti zemnicí plochy na vyzařovací charakteristiku H-roviny.....   | 30 |
| Obr. 21: Vliv velikosti zemnicí plochy na modul činitele odrazu $S_{11}$ . ....  | 31 |
| Obr. 22: Elektrické a magnetické pole v řezu A-A.....  | 32 |
| Obr. 23: Rozložení elektrického pole na horní stěně rezonátoru.....  | 32 |
| Obr. 24: Rozložení magnetického pole $H_y$ v řezu B-B. ....  | 32 |
| Obr. 25: Vyznačení řezů rezonátorem. ....  | 32 |
| Obr. 26: (a) Rozložení složky intenzity magnetického pole $H_x$ , (b) vyzařovací model DRA, (c) vyzařovací model DRA bez uvážení zemnicí plochy [12]. ....                                       | 35 |
| Obr. 27: Normované vyzařovací charakteristiky založené na dielektrickém vlnovodovém modelu a rozměru $k = 0,4 \lambda_0$ , pro H-rovinu (vlevo), pro E-rovinu (vpravo)                           |    |

|  |    |
|--|----|
| [12].  | 35 |
| Obr. 28: (a) Rozložení elektrického pole $\mathbf{E}$ , (b) magnetického pole $H$ ve svislém řezu modelu DR vid $TE_{113}$ . | 36 |
| Obr. 29: (a) Rozložení elektrického pole $\mathbf{E}$ , (b) magnetického pole $H$ ve svislém řezu modelu DR vid $TE_{131}$ . | 36 |
| Obr. 30: Elektrické a magnetické pole v řezu A-A.  | 38 |
| Obr. 31: Rozložení elektrického pole na horní stěně rezonátoru.  | 38 |
| Obr. 32: Rozložení magnetického pole $H_y$ v řezu B-B.   | 38 |
| Obr. 33: Vyznačení řezů rezonátorem.   | 38 |
| Obr. 34: Elektrické a magnetické pole v řezu A-A.  | 39 |
| Obr. 35: Rozložení elektrického pole na horní stěně rezonátoru.  | 39 |
| Obr. 36: Rozložení magnetického pole $H_y$ v řezu B-B.   | 39 |
| Obr. 37: Vyznačení řezů rezonátorem.   | 39 |
| Obr. 38: Povrchu s obecnou impedancí [25].   | 40 |
| Obr. 39: Šíření povrchové vlny na konvenční zemnicí ploše, (b) Zamezení šíření povrchových vln EBG strukturou [10].          | 41 |
| Obr. 40 Dělení EBG struktur: (a) jednorozměrné, (b) dvourozměrné, (c) trojrozměrné.  | 42 |
| Obr. 41: Hříbková struktura pohled ze shora (vlevo), řež strukturou (vpravo).  | 43 |
| Obr. 42: Elementární buňka EBG struktury (vlevo) ekvivalentní $LC$ obvod (vpravo).   | 43 |
| Obr. 43: První Brillouinova zóna a hranice nedělitelné Brillouinovy zóny [22].   | 45 |
| Obr. 44: Model elementární buňky (vlevo) nastavení okrajových podmínek pro dispersní analýzu (vpravo).                       | 45 |
| Obr. 45: Dispersní diagram EBG struktury.  | 46 |
| Obr. 46: Semi-infinitivní model EBG struktury pro analýzu zádržného pásma: (a) model, (b) okrajové podmínky modelu.          | 47 |
| Obr. 47: Přechodová charakteristika EBG struktury.   | 47 |
| Obr. 48: Metoda suspendovaného mikropásku pro ověření zádržného pásma.   | 47 |
| Obr. 49: Detail integrace DRA s EBG pohled shora.  | 49 |
| Obr. 50: Detail integrace DRA s EBG pohled v řezu $xz$ .   | 49 |
| Obr. 51: Modul činitele odrazu $S_{11}$ pro různé šířky zemnicí plochy $g$ pro $TE_{111}$ .                                  | 50 |
| Obr. 52: Vliv šířky vrchní zemnicí plochy $g$ na vyzařovací charakteristiku v E-rovině pro $TE_{111}$ .                      | 50 |
| Obr. 53: Vliv šířky vrchní zemnicí plochy $g$ na vyzařovací charakteristiku v H-rovině $TE_{111}$ .                          | 50 |
| Obr. 54: Modul činitele odrazu $S_{11}$ pro různé šířky zemnicí plochy $g$ pro $TE_{131}$ .                                  | 51 |

|  |    |
|--|----|
| Obr. 55: Vliv šířky vrchní zemní plochy $g$ na vyzařovací charakteristiky: (a) v E-rovině, (b) v rovině H pro $TE_{131}$ . .....   | 51 |
| Obr. 56: Výrobní detail dielektrického rezonátoru. ....  | 52 |
| Obr. 57: Vyrobené antény pracující v základním módu $TE_{111}$ : (a) s konvenční zemní plochou, (b) s EBG strukturou (c), s EBG strukturou a redukovanými rozměry zemní plochy. .... | 52 |
| Obr. 58: Porovnání měřených DRA pracující s módem $TE_{111}$ : (a) simulace, (b) měření. ....  | 53 |
| Obr. 59: Porovnání vyzařovacích charakteristik $TE_{111}$ .v rovině E (a), simulace (b) měření. ....   | 54 |
| Obr. 60: Porovnání vyzařovacích charakteristik $TE_{111}$ .v rovině H: (a) simulace $f = 10$ GHz, (b) měření $f = 10$ GHz. ....  | 54 |
| Obr. 61: Vyrobené DRA pracující s videm $TE_{131}$ : (a) s konvenční zemí, (b) s EBG strukturou. ....  | 55 |
| Obr. 62: Modul činitele odrazu $S_{11}$ : (a) simulace, (b) měření. ....   | 55 |
| Obr. 63: Porovnání vyzařovacích charakteristik $TE_{131}$ .v rovině E: (a) simulace $f = 10$ GHz, (b) měření $f = 9,8$ GHz. ....   | 55 |
| Obr. 64: Porovnání vyzařovacích charakteristik $TE_{131}$ v rovině H: (a) simulace $f = 10$ GHz, (b) měření $f = 9,8$ GHz. ....  | 56 |
| Obr. 65: Modul činitele odrazu $S_{11}$ módu $TE_{113}$ . ....   | 56 |
| Obr. 66: Porovnání vyzařovacích charakteristik $TE_{113}$ bez EBG substrátu a se substrátem při $f_0 = 10$ GHz : (a) v rovině E, (b) v rovině H simulace. ....                       | 57 |

## SEZNAM TABULEK

|  |    |
|--|----|
| Tab. 1: Výsledky DR $TE_{181}^y$ získané analytickými vztahy.....  | 22 |
| Tab. 2: Rozměry rezonátorů pro základní vid $TE_{111}$ a $TE_{113}$ získané Eigenmode solverem.<br>.....         | 23 |
| Tab. 3: Parametry mikropáskového vedení a jeho zkosení. ....   | 25 |
| Tab. 4: Porovnání hodnot parametrů napájecího slotu získaných analyticky a simulací.<br>.....                    | 29 |
| Tab. 5: Porovnání rezonančních frekvencí základního módu DR. ....  | 31 |
| Tab. 6: Návrhové parametry pro DRA pracující v základním módu $TE_{111}$ .....                                   | 32 |
| Tab. 7: Rozměry rezonátorů získané Eigenmode solverem pro vidy $TE_{113}$ a $TE_{131}$<br>na $f_0 = 10$ GHz..... | 36 |
| Tab. 8: Návrhové parametry DRA pracující v módu $TE_{113}$ a $TE_{131}$ .....                                    | 37 |
| Tab. 9: Doporučený počáteční návrh EBG buňky [23]. ....  | 44 |
| Tab. 10: Rozměry hříbkové struktury vyplývající z modální analýzy. ....  | 46 |
| Tab. 11: Rozměry dielektrických rezonátorů pro vid $TE_{111}$ , $TE_{113}$ a $TE_{131}$ .....                    | 52 |

# ÚVOD

V poslední době jsou na vzestupu komunikační systémy a bezdrátové aplikace využívající pásma milimetrových vln – *Millimeter-Wave Band* (MMW). Vznikají tak požadavky na kompaktní antény s komerční dostupností. Právě na vysokých frekvencích konvenčních (kovových) antén ovšem vzrůstají ztráty vlivem konečné vodivosti kovů, a jejich účinnost tak s rostoucím kmitočtem klesá. Proto v posledních letech se zvýšila pozornost o dielektrické rezonátorové antény – *Dielectric Resonator Antennas* (DRA) a to díky jejich několika výhodným vlastnostem v oblasti milimetrových vln. Jde zejména o velmi malé ztráty vlivem konečné vodivosti, různým metodám buzení, vysoké účinnosti záření, možnosti dosáhnout velké impedanční šířky pásma a v neposlední řadě jejich ceny. Tyto charakteristiky je činí vhodnými kandidáty pro bezdrátovou komunikaci v pásmu MMW. Proto byly navrženy techniky využívající DRA, které mají zlepšit parametry antén pracujících na vysokých frekvencích. Tyto parametry se dají dále ovlivňovat podle potřeby použití a to geometrií, použitým dielektrickým materiálem, vhodným napájením, buzením vyšších vidů a dalšími metodami.

Nicméně i DRA mají také své stinné stránky. Vznik povrchových vln na hranici vodič-vzduch vede ke snížení energie vyzařované v kolmém směru k zemní desce. Navíc vlivem povrchových vln dochází na hranách substrátu k difrakci a následné interferenci s přímou vlnou antény. K tomuto jevu dochází především v E-rovině, kde je důsledkem rozštěpení vyzařovacího svazku a vznik nežádoucích postranních laloků. Možnou metodou, jak zabránit postupování povrchových vln, je využití periodicky se opakující elektromagnetické zádržné struktury – *Electromagnetic Band Gap* (EBG). Kombinace DRA a periodických struktur může být výhodné řešení pro antény moderní bezdrátové komunikace.

První část práce pojednává o vlastnostech DRA a teorii vedoucí k jejímu návrhu. Je objasněna volba materiálu dielektrického rezonátoru – *Dielectric resonator* (DR) a jeho rozměrů, činitel jakosti  $Q$  a impedanční šířka pásma  $BW$ . Teoretické poznatky plynule navazují na praktický návrh modelu kvádrového DR v Eigenmode řešiči programu CST Microwave Studio (CST MWS). Návrh celkového modelu antény je řešen pomocí časové analýzy – Time Domain (TD) zmíněného softwaru. Vysvětleno je také použití šterbinové napájení s mikropáskovým přívodem a vliv velikosti zemnicí roviny. Numerický návrh antény pracující se základním módem  $TE_{\delta 11}^x$  na rezonanční frekvenci 10 GHz je porovnán s modální analýzou a návrhem získaným pomocí analytických vztahů.

Krátká část se věnuje přehledu možností pro zvyšování zisku a směrovosti DRA. Těchto technik je celá řada a věnují se jimi uvedené práce. Jedny z možných metod jsou využití EBG struktury nebo buzení vyšších vidů v DR. Podrobnosti těchto konstrukcí jsou popsány a následujících kapitolách.

Pojednání o šíření elektromagnetických povrchových vln na obecném rozhraní vede čtenáře od pochopení teorie až po návrh 2D periodických struktur určených pro potlačení povrchových vln buzených anténou. Běžné označení zní EBG struktura. Lze ji však nalézt také pod názvem *High Impedance Structure* (HIS). Práce se zaměřuje na tzv. hříbkovou strukturu – *mushroom structure*. Jedná se o periodické kovové flíčky vodivě spojeny se společnou zemnicí plochou, vykazují frekvenční selektivitu. V práci je popsán

ekvivalentní obvod buňky struktury a okolnosti vedoucí k návrhu a simulaci hříbkové struktury v CST MWS. Použití těchto struktur je výhodné tam, kde je potřeba dosáhnout lepších výsledků směrovosti, zisku antén, a především potlačit nebo alespoň snížit velikost postranních laloků. Jejich hlavní výhodou je jejich konstrukční jednoduchost a nízká cena.

Čtenáři je představen zcela nový návrh integrace EBG struktury a DRA. Integrace obou struktur je řešena vodivým spojením vrchní a spodní zemnicí plochy. Zvolený počet buněk EBG struktury je objasněn stejně jako vliv velikosti vrchní zemnicí plochy. DRA rozšířená o EBG strukturu dosahuje menších rozměrů oproti původní anténě.

Výrazné zvýšení vyzařovacích schopností DRA je možné docílit také zmíněným buzením vyšších vidů v DR. Postupně jsou představeny DR s módy vyšších řádů  $TE_{131}$  a  $TE_{113}$ . Tyto rezonátory jsou nejprve užity konvenčním způsobem a následně rozšířeny o EBG strukturu. Jsou tak vytvořeny vysokofrekvenční antény vyzařující ve zúženém svazku, s významnou eliminací povrchových vln a postranních laloků oproti původním DRA. Uvedené antény byly vyrobeny, změřeny a porovnány se simulacemi.

# 1 DRA

Výhodné rezonanční vlastnosti určitých dielektrických materiálů byly objeveny již v roce 1939 Robert D. Richtmyerem. Ve své studii [1] ukázal, že dielektrické struktury mohou působit stejně jako kovové dutinové rezonátory. Richtmyer také ukázal, že pokud jsou dielektrické rezonátory vystaveny volnému prostoru, vyzařují kvůli okrajovým podmínkám na rozhraní dielektrika a vzduchu. Tyto výsledky byly později využity při vývoji DRA. Kvůli nedostatku vhodných materiálů dielektrické rezonátory čekaly na svoje znovuobjevení do šedesátých letech. Dielektrické rezonátory získaly význam díky vysokofrekvenční elektronice a komunikačnímu průmyslu. Nabídky alternativu ke kovovým dutinovým rezonátorům s menší velikostí, vahou a levnější výrobou. Další využití našli jako vlnododové filtry a levnější alternativy elektronických oscilátorů.

První, kdo použil DR jako vyzařovací element, byl v roce 1983 Stuart A. Long [2]. Ve svém článku popsal anténu založenou na válcovém DR napájenou invazivní sondou. V dalších pracích se svými kolegy popsal DRA s kvádrovým a hemisferickým tvarem DR a následně různé budící metody. Zvyšující se frekvence komunikačních sítí dává těmto novým anténám uplatnění. Díky vysoké vyzařovací účinnosti, malé velikosti, velké šířce pracovního pásma a nízkým výrobním nákladům se pro vysokofrekvenční aplikace stala vhodným kandidátem.

## 1.1 Vlastnosti DRA

U tradičních dielektrických rezonátorů, využívaných jako filtry a oscilátory, jsou používány materiály s vysokou relativní permitivitou  $\epsilon_r$  k dosažení co nejvíce uzavřených vidů. U dielektrických rezonátorů jako anténních prvků jsou naopak vyžadovány neuzavřené vidy s nízkým činitelem jakosti a vysokým vyzařováním. Pokud se dielektrická konstanta rezonátoru  $\epsilon_r$  blíží k nekonečnu, tak ztráty vyzařováním jsou nulové (dochází k totálnímu odrazu uvnitř dielektrika), činitel jakosti se limitně blíží k nekonečnu a není tedy vyzařena žádná energie. Pro použití dielektrických rezonátorů jako anténních prvků jsou tedy vyžadovány nízké hodnoty relativní permitivity  $\epsilon_r$ . Anténní rezonátorové prvky se běžně vyrábí z nízko-ztrátových materiálů s relativní permitivitou od nízkých hodnot v jednotkách až do řádů desítek. Velikost rezonátoru je úměrná vztahu

$$\frac{\lambda_0}{\epsilon_r} \quad (1)$$

kde  $\lambda_0$  je vlnová délka ve volném prostoru. Z toho vyplývá, že velikost rezonátoru může být snižována už pouhým zvyšováním hodnoty relativní permitivity.

Jde o keramické nebo umělohmotné materiály. Pro výrobu prototypů lze využít také mikrovlnné substráty zcela zbavené mědi. Upevňování či spojování více struktur pomocí lepidel může ovlivnit rezonanční frekvenci, výsledný činitel jakosti a vyzařovací charakteristiky. Výhodou keramických materiálů je jejich stálost, a to že neabsorbují vlhkost.

S rostoucí pracovní frekvencí se snižuje účinnost kovových antén. Důvodem je nárůst ztrát vlivem konečné vodivosti kovů. To vedlo ke zkoumání možnosti využít

dielektrický rezonátor jako anténu. Ztráty dielektrických rezonátorových antén jsou způsobeny převážně ztrátami v dielektriku reprezentované ztrátovým činitelem  $\tan \delta$ . Tyto ztráty jsou u používaných materiálů obvykle velmi malé, řádově  $10^{-3}$  až  $10^{-4}$ . Uvnitř DR tím pádem dochází k minimálním ztrátám, díky čemuž je dosažena vysoká vyzařovací účinnost, která běžně přesahuje hodnotu 95 %. To je velmi výhodné především u vysokofrekvenčních aplikací pracujících v milimetrových pásmech, na kterých mají konvenční kovové antény vysoké ztráty. Ztrátě vlivem konečné vodivosti mědi v zemní rovině se ovšem nelze vyhnout.

Další výhodou jsou dosahované frekvenční šířky pásma. Obzvláště pak u materiálů s nízkou permitivitou. Například pro  $\epsilon_r \sim 10$  se typicky dosahuje  $BW \sim 10 \%$ . Speciálními úpravami lze dosáhnout  $BW$  až 40 %. Díky vysoké elektrické pevnosti jsou schopny snést vysoké výkony v širokém teplotním rozsahu. Jak bude předvedeno v kapitole 1.4 existuje celá řada metod k úpravě dalších parametrů antény. Lze dosáhnout jak lineární, tak i kruhové polarizace.

Nevýhodami DRA může být zisk základních antén, šíření povrchových vln na rozhraní zemní rovina-vzduch, vyšší náročnost při návrhu nebo požadavky na přesnost při výrobě DR a určitá přesnost usazení DR na zemní rovinu.

Pro dosažení rezonance na zvolené frekvenci je nutné vyladit rozměry antény. Dielektrické rezonátory, mohou zaujímat libovolný tvar, velikost a rezonanční frekvence je pak na těchto parametrech závislá stejně jako na použitém materiálu a způsobu napájení. Mezi základní a také nejčastěji používané tvary patří kvádrové, válcové a hemisférické. Různé tvary a velikosti DR jsou ukázány na Obr. 1. U základních tvarů lze využít analytických vztahů pro výpočet parametrů rezonátorů na požadované rezonanční frekvenci zvoleného vidu.

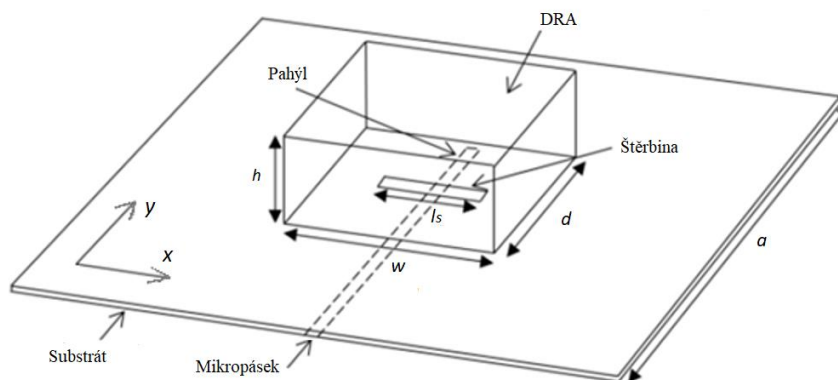


Obr. 1: Dielektrické rezonátory pro anténní aplikace [3].

Dielektrické rezonátorové antény je možné napájet několika způsoby, např. pomocí přitisknuté koaxiální sondy nebo invazivně zavedené do rezonátoru, koplanárním vedením, vazební štěrbinou s vlnovodem integrovaným do substrátu – *Substrate Integrated Waveguide* (SIW) či mikropáskovým vedením.

Obecná geometrie RDRA včetně vazební štěrbin s mikropáskovým přívodem je zobrazena na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** Touto napájecí metodou jsou buzeny módy příčné elektrické – *Transverse Electric* (TE). Zápis modálních indexů pro kvádrové rezonátory základních módů jsou označovány jako  $TE^{x_{111}}$ ,  $TE^{y_{111}}$  a  $TE^{z_{111}}$ , v závislosti na orientaci ekvivalentního magnetického monopólu (tj. v ose  $x$ ,  $y$  nebo  $z$ ). Ten je ve skutečnosti představován orientací slotu, který určuje, zda dojde k excitování módu

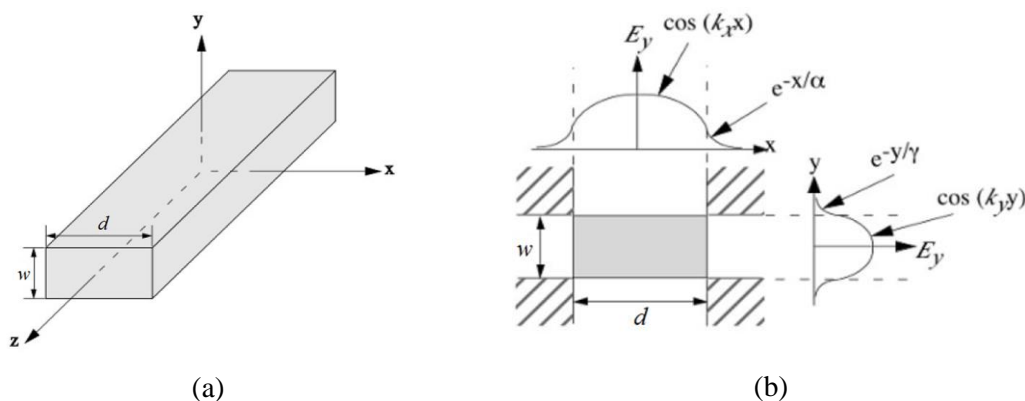
$TE^{x_{mnp}}$  jako na Obr. 2 nebo  $TE^{y_{mnp}}$  v případě, že bude štěrba orientována podélně s osou  $y$ . Indexy  $mnp$  představují počet půl-vln, které se v daných směrech (tj. v ose  $x$ ,  $y$  nebo  $z$ ) šíří. Označení 111 mohou nabývat pouze rezonátory v základním módu s nekonečnou  $\epsilon_r$ . Pro skutečné materiály je v daném směru přítomna pouze část poloviční vlny označovaná indexem  $\delta$ . Označení reálných rezonátorů nejnižších řádu může být tedy  $TE^{x_{\delta 11}}$ ,  $TE^{y_{\delta 11}}$  a  $TE^{z_{11\delta}}$ . Často se ovšem používá zjednodušený zápis celých půlvln. Pro základní vid kvádrového rezonátoru tedy  $TE_{111}$ .



Obr. 2: Obecný model DRA.

## 1.2 Vlnodový model

Dielektrické rezonátorové antény vycházejí z dielektrického vlnovodu, znázorněného na **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** (a), kde se vlna šíří ve směru osy  $z$  obdélníkovým průřezem o stranách  $w$ ,  $d$ . Pole můžeme rozdělit na módy  $TE_{mn}$  a  $TM_{mn}$ , kde  $m$  a  $n$  označuje počet půlvln v  $x$ -ové a  $y$ -ové ose uvnitř vlnovodu. Rozložení pole je na Obr. 3 (b). Ve vlnovodu se předpokládá sinusové rozložení pole, zatímco pole mimo dielektrický vlnovod se rozkládá exponenciálně. Pro zjednodušení analýzy se pole mimo vlnovod předpokládá jako nulové.



Obr. 3: (a) Dielektrický vlnovod, (b) rozložení pole v příčném řezu vlnovodu [3].

Podle Van Bladela se DR libovolného tvaru dělí na dva typy omezený a neomezený. Pro

oba tyto typy platí podmínka, která je splněna u všech povrchů rezonátorů [3]

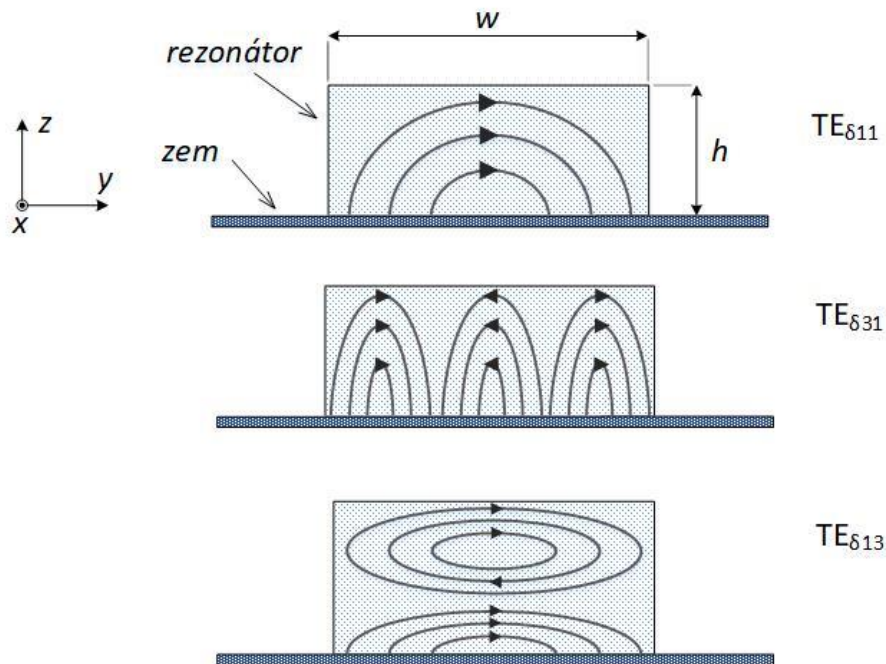
$$E \cdot n = 0, \quad (2)$$

kde  $E$  je intenzita elektrického pole a  $n$  označuje normálu k povrchu rezonátoru. Rezonátory, které splňují tuto podmínku, jsou neomezeného typu. Do této skupiny patří pravoúhlé DR, které pracují ve dvou modech TM a TE. Další podmínkou, která však nemusí být splněna na všech plochách a u všech vidů DR je:

$$H \times n = 0, \quad (3)$$

kde  $H$  je intenzita magnetického pole. DR, které splňují obě podmínky, jsou omezeného typu. Do této skupiny patří válcové DR [3].

Při buzení dielektrického rezonátoru kvádrotvého tvaru – *Rectangular DRA* (RDRA) jsou typicky vybudeny vidy příčně elektrické - *Transverse Electric* (TE), ale je možné vybudit i vidy příčně magnetické – *Transverse Magnetic* (TM). Náčrt rozložení pole v RDRA je znázorněn na Obr. 4 pro vidy  $TE_{\delta 11}$ ,  $TE_{\delta 31}$ ,  $TE_{\delta 13}$ . Tento tvar poskytuje značnou flexibilitu při snaze dosáhnout šířky pásma pro zadanou rezonanční frekvenci a relativní permitivitu. Poměry stran  $w/h$  a  $w/d$  z **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** se mohou vybírat nezávisle na sobě díky čemuž lze dospět k různým rozměrům pro shodnou rezonanční frekvenci. Neboli, lze dosáhnout vyššího DR s úzkou základnou, tak i nižšího DR se širokou podstavou pro stejnou rezonanční frekvenci. Rozdíl se projeví ve vyzářovacích charakteristikách.



Obr. 4: Náčrt rozložení elektrického pole  $E$  v kvádrotvé DR pro vid  $TE_{\delta 11}$ ,  $TE_{\delta 31}$ ,  $TE_{\delta 13}$ .

Běžně používaným tvarem je také válec – *Cylindrical DRA* (CDRA). Ve válcovém rezonátoru mohou být excitovány vidy TE, TM nejběžněji však hybridní elektromagnetický vid – *Hybrid Electromagnetic Mode* (HEM).

### 1.3 Impedanční šířka pásma a činitel jakosti

Pro anténní aplikace je důležitý činitel jakosti vyzařování  $Q$  [3].

$$Q = \frac{2\pi f_0 W_e}{P_{rad}}, \quad (4)$$

kde  $f_0$  je rezonanční frekvence,  $W_e$  je nahromaděná energie a  $P_{rad}$  je vyzářený výkon. Ty jsou definovány jako:

$$W_e = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r dwh}{32} \left( 1 + \frac{\sin(k_z h)}{k_z h} \right) (k_x^2 + k_y^2) \quad (5)$$

$$P_{rad} = 10k_0^4 |\mathbf{p}_m|, \quad (6)$$

kde  $\mathbf{p}_m$  je magnetický dipólový moment DRA

$$\mathbf{p}_m = \frac{-j\omega 8\varepsilon_0 (\varepsilon_r - 1)}{k_x k_y k_z} \sin(k_z h/2) \hat{\mathbf{z}} \quad (7)$$

Činitel jakosti přímo souvisí s impedanční šířkou pásma  $BW$ . Pro její výpočet lze využít vztah:

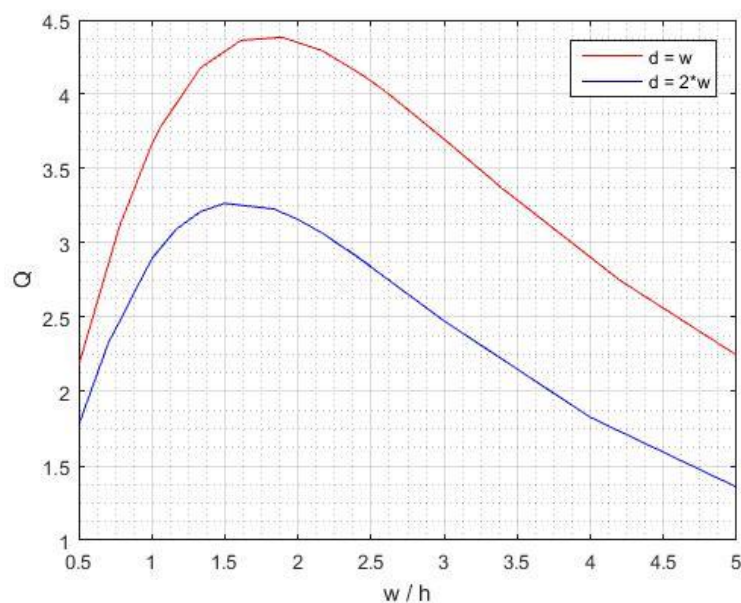
$$BW = \frac{S - 1}{Q\sqrt{S}}, \quad (8)$$

kde  $S$  je mezní hodnota poměru stojatého vlnění (PSV) neboli *Voltage Standing Wave Ratio* (VSWR), jehož hodnota běžně dosahuje  $\leq 2$ . V tomto vztahu lze uvažovat činitel jakosti vyzařování  $Q$  z důvodu zanedbatelných dielektrických a vodivostních ztrát. Pro impedanční šířku pásma též platí:

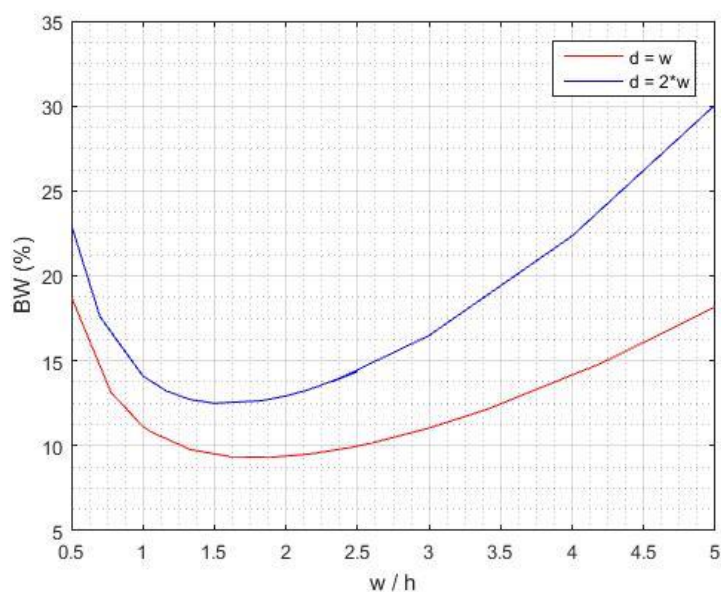
$$BW = 100 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_c} [\%], \quad (9)$$

kde  $f_h$  je horní frekvence a  $f_l$  spodní frekvence signálu při poklesu o 10 dB. Ze vztahů vyplývá, že čím větší je impedanční šířka pásma, tím menší je činitel jakosti vyzařování a naopak. Činitel jakosti je zároveň přímo úměrný hodnotě relativní permitivity materiálu  $\varepsilon_r$ . Z toho vyplývá, že s nejmenší možnou  $\varepsilon_r$  lze dosáhnout největší šířky pásma.

Výše uvedené rovnice byly použity v Malabu pro výpočty a generování grafů na Obr. 5 a Obr. 6. Tyto grafy jsou závislosti činitele jakosti  $Q$  a závislosti impedanční šířky pásma  $BW$  jako funkce poměru rozměrů  $w/h$ , kde  $w$  a  $d$  jsou strany podstavy a  $h$  výška kvádrového rezonátoru. Výsledky jsou platné pro DR s hodnotu dielektrické konstanty  $\varepsilon_r = 6.15$  pracující v základním módu  $TE_{\delta 11}$ , rezonanční kmitočet 10 GHz a  $PSV \leq 1.5$ .



Obr. 5: Funkce činitele jakosti  $Q$  pro poměr rozměrů DRA.



Obr. 6: Závislost impedanční šířky pásma  $BW$  a poměru rozměrů DRA.

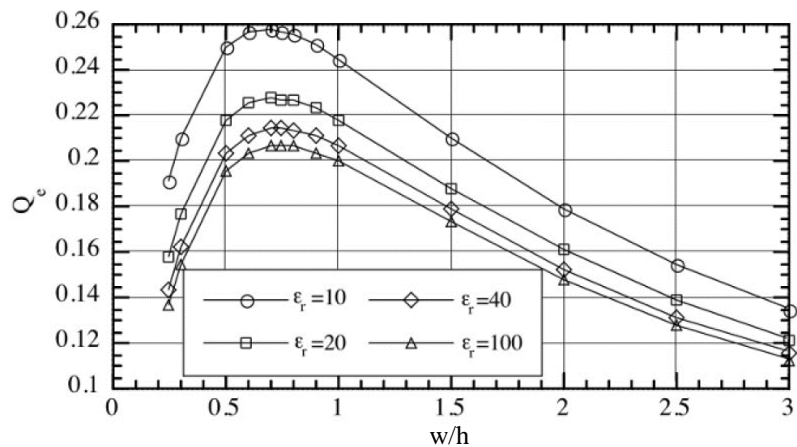
Z grafu je patrné, že poměrem stran rezonátoru lze významně ovlivnit činitel jakosti stejně jako impedanční šířku pásma.

Tyto křivky lze použít k odhadu činitele jakosti  $Q$ , a impedanční šířky pásma RDRA pracující v základním módu  $TE_{\delta 11}$  s  $\epsilon_r = 6,15$  bez nutnosti použití předchozích rovnic. Základní vid má obecně nízký činitel jakosti  $Q$  oproti vidům vyšších řádů, a tedy teoreticky větší impedanční šířku pásma  $BW$ . Existují ovšem metody pro rozšíření  $BW$  založené na napájecí technice nebo buzení frekvenčně blízkých vidů.

Činitel jakosti  $Q$  je možné vyjádřit také jako tzv. normalizovaný činitel jakosti  $Q_e$ , který

se používá ke snazší čitelnosti grafů srovnávající materiály s různou dielektrickou konstantou  $\epsilon_r$ , jak je předvedeno na Obr. 7. Normalizovaný činitel jakosti je potom definován jako [3]:

$$Q_e = \frac{Q}{\epsilon_r^{3/2}} \quad (10)$$



Obr. 7: Normalizovaný činitel jakosti pro různé materiály [3].

## 2 ANALÝZA A NÁVRH DRA

Anténa se skládá z jednoduchého kvádrového dielektrického rezonátoru vyrobeného ze substrátu Arlon 600 s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 6,15$  a ztrátovým činitelem  $\tan \delta = 0,003$  pro  $f = 10$  GHz [4]. Pro jednodušší výrobu i návrh byla zvolena čtvercová základna o straně  $w$ . Jednou z výhod RDRA je značná flexibilita návrhu při výběru poměru stran. Vzhledem k tomu, že kvádrový DRA se čtvercovou podstavou má dva stupně volnosti (výška  $h$  a strany  $w$ ), není jediné nastavení rozměrů pro daný rezonanční kmitočet. Vyzařovací element je umístěn na zemnicí ploše se substrátem Arlon 25N s  $\epsilon_r = 3,38$  a  $\tan \delta = 0,025$  pro  $f = 10$  GHz [5]. Napájení antény je zajištěno mikropáskovým vedením na spodní straně substrátu a obdélníkovou aperturou pod rezonátorem. Požadovaná rezonanční frekvence pro vybuzení vidu  $TE_{\delta 11}^y$  je 10 GHz. Pro vyladění antény do rezonanční frekvence musí být nalezeny správné rozměry nejen DR, ale také impedančně přizpůsobené napájecí soustavy. Rozměry DR byly určeny nejprve analytickými vztahy. Další možností, jak dojít k návrhu DR je provedení modální analýzy v Eigenmode solveru programu CST MWS. Nakonec byla celá anténa simulována pomocí časové analýzy opět v CST MWS.

### 2.1 Analytický návrh DR

Rezonanční frekvence jednotlivých vidů kvádrového rezonátoru se dá vypočítat pomocí rovnic odvozených z dielektrického vlnovodového modelu. Pro kvádrou DR, umístěný na zemnicí ploše, který má dielektrickou konstantu  $\epsilon_r$  a rozměry  $w$ ,  $d$  a výšku  $h$  ( $= b / 2$ ), jak je znázorněno na Obr. 8, lze rezonanční frekvence  $f_{mn}$  módu  $TE_{\delta mn}$  předvídat podle transcendentní rovnice [3]:

$$k_x \tan\left(\frac{k_x d}{2}\right) = \sqrt{(\epsilon_r - 1) k_{mn}^2 - k_x^2}, \quad (11)$$

kde

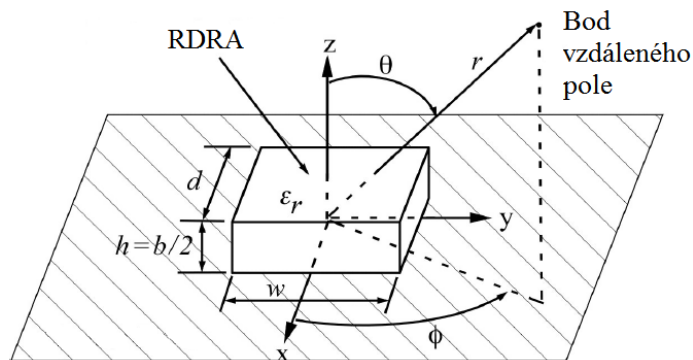
$$k_{mn} = \frac{2\pi f_{mn}}{c} \quad (12)$$

$$k_y = m \frac{\pi}{w} \quad (13)$$

$$k_x = n \frac{\pi}{b} \quad (14)$$

$$k_{mn}^2 \epsilon_r = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2. \quad (15)$$

Takzvaná vidová čísla  $m$ ,  $n$  představují označení buzených vidů a  $c$  rychlost světla ve volném prostoru.



Obr. 8: Geometrie kvádrové DRA [9].

Pro zefektivnění výpočtů byly tyto rovnice použity ve skriptu napsaném v programu Matlab. Použitím vzorců (11) až (15) byly nalezeny rezonanční frekvence pro různě veliké DR pracující se základním módem. Podstava rezonátoru byla koncipována jako čtverec, tedy  $w = d$ . Rozměry DR byly počítány pro poměry stran  $w = d$  ku výšce  $h$  od 0,8 do 1,5. Impedanční šířka pásma  $BW$  a činitel jakosti  $Q$  byl vypočten pomocí rovnic (4) až (8). Vstupními parametry byly  $f_0 = 10$  GHz;  $\epsilon_r = 6,15$ ;  $PSV = 1,5$  (tj.  $RL \approx 14$  dB). Výpočty několika rezonátorů jsou zobrazeny v následující Tab. 1.

Tab. 1: Výsledky DR  $TE_{101}^y$  získané analytickými vztahy.

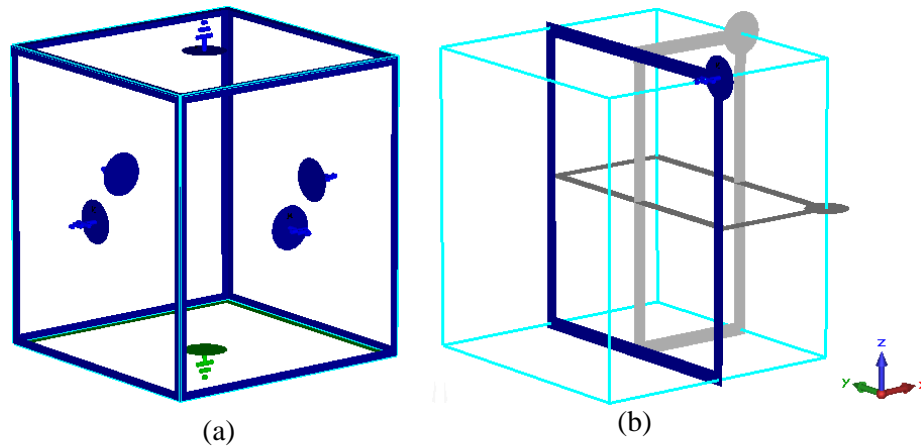
| $w/h$ | $d/h$ | $w$ [cm] | $d$ [cm] | $h$ [cm] | $Q$ -faktor | $BW$  |
|-------|-------|----------|----------|----------|-------------|-------|
| 0.8   | 0.8   | 0.7538   | 0.7538   | 0.9423   | 3.173       | 12.87 |
| 0.9   | 0.9   | 0.7652   | 0.7652   | 0.8502   | 3.435       | 11.88 |
| 1     | 1     | 0.7776   | 0.7776   | 0.7776   | 3.664       | 11.14 |
| 1.1   | 1.1   | 0.7911   | 0.7911   | 0.7192   | 3.856       | 10.59 |
| 1.2   | 1.2   | 0.8056   | 0.8056   | 0.6713   | 4.015       | 10.17 |
| 1.3   | 1.3   | 0.821    | 0.821    | 0.6315   | 4.142       | 9.857 |
| 1.4   | 1.4   | 0.8372   | 0.8372   | 0.598    | 4.241       | 9.626 |
| 1.5   | 1.5   | 0.8543   | 0.8543   | 0.5695   | 4.312       | 9.469 |

## 2.2 Modální analýza DR

Počáteční návrh rozměrů DR lze kromě analytického postupu provést také numerickou realizací vlnovodného modelu – *Dielectric Waveguide Model* (DWM). Metoda je také nazývána *magnetic wall method* díky svým výpočetním okrajovým podmínkám. V našem případě se metoda provádí modální analýzou rezonátoru v řešiči Eigenmode CST MWS.

Nutnost je nastavení správných okrajových podmínek modelu. Všechny stěny rezonátoru se definují jako dokonalý magnetický vodič – *Perfect Magnetic Conductor* (PMC), pouze spodní stěna v  $xy$ -rovině jako dokonalý elektrický vodič – *Perfect Electric Conductor* (PEC), jak ukazuje Obr. 9 (a). Hraniční podmínka PEC simuluje zemní plochu, na které DR leží. Následkem toho je způsobeno vymizení sudých módů ve směru osy  $z$ . V tomto směru tak mohou existovat pouze liché vidy. Vhodné je také nastavení podmínky PMC rovinné symetrie  $yz$  podle Obr. 9 (b), která zamezí stáčení vektorů

a přispěje k jednoznačnému určení buzeného vidu.



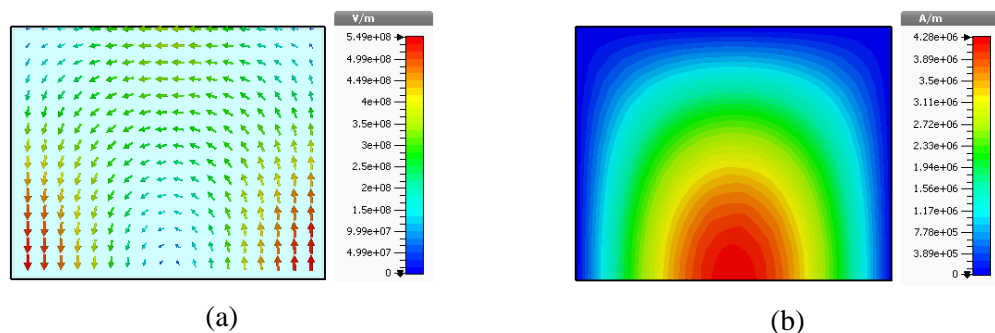
Obr. 9: Okrajové podmínky modelu DR (a), podmínka symetrie PMC (b).

Tato metoda nezohledňuje vyzařovací ztráty a nepředpokládá ztrátu tangenciálních magnetických, respektive elektrických polí na hranicích rezonátoru. Chyby se zvětšují zvláště pokud je rezonátor vytvořen z materiálu s nízkou permitivitou, tak jako v tomto případě. Technika i tak poskytuje dostatečnou přesnost pro návrh počáteční geometrie.

Pomocí výpočtu vlastních vidů Eigenmode solverem CST MWS byly analyzovány jednotlivé módy a určeny rozměry rezonátorů určené pro buzení vidu  $TE_{111}$  na  $f_0 = 10$  GHz. Možné rozměry jsou uvedeny v Tab. 2. Tabulka také obsahuje frekvenci, při které se v modelu DR budí vid  $TE_{113}$ . Rozložení pole v DR pracujícím s videm  $TE_{111}$  je popsáno na Obr. 10.

Tab. 2: Rozměry rezonátorů pro základní vid  $TE_{111}$  a  $TE_{113}$  získané Eigenmode solverem.

| $w$ [mm] | $d$ [mm] | $h$ [mm] | $f_0$ $TE_{111}$ [GHz] | $f_0$ $TE_{113}$ [GHz] |
|----------|----------|----------|------------------------|------------------------|
| 6,95     | 6,95     | 6,1      | 10,01                  | 17,22                  |
| 7,1      | 7,1      | 5,8      | 9,98                   | 17,80                  |
| 7,2      | 7,2      | 5,5      | 10,02                  | 17,61                  |
| 7,5      | 7,5      | 5,1      | 9,99                   | 17,14                  |

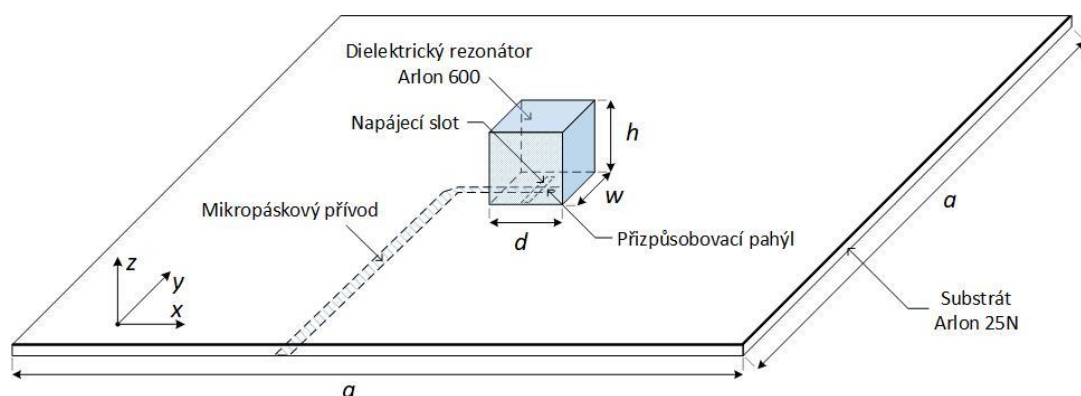


Obr. 10: Rozložení elektrického pole  $\mathbf{E}$  (a) a magnetického pole  $\mathbf{H}$  (b) ve svislém řezu modelu DR vid  $TE_{111}$ .

Protože metoda magnetických stěn nebere v úvahu ztráty vyzařováním rezonátoru, výsledky jsou do jisté míry nepřesné v porovnání se skutečným vyzařovacím elementem. Přesto tento způsob poskytuje dobrý počáteční odhad rozměrů, které jsou zpřesněny v další části.

### 2.3 Návrh DRA

Návrh kvádrového rezonátoru vychází z DWM metody předchozích kapitol. Nyní je třeba navrhnout napájecí strukturu, která zajistí impedanční přizpůsobení antény a určit vhodné rozměry zemnicí roviny. Dielektrická rezonátorová anténa je upevněna v  $xy$ -rovině na zemnicí desce, tu v modální analýze nahrazovala hraniční podmínka perfektního elektrického vodiče. Zemní rovina o rozměru  $a$  je tvořena pokoveným substrátem Arlon 25N tloušťky  $t_s = 0,762$  mm s relativní permitivitou  $\epsilon_r = 3,38$  a ztrátovým činitelem  $\tan \delta = 0,025$ . Mikropáskové vedení na spodní straně desky přivádí signál k napájecí obdélníkové apertuře. Přesah mikropáskového vedení  $s$  se nazývá přizpůsobovací pahýl (*stub*). Nákres konfigurace antény je na následujícím Obr. 11.



Obr. 11: Konfigurace DRA.

V následujících kapitolách bude zaměřena pozornost na popis a návrh přívodního mikropásku a napájecí šterbiny. Dále bude popsán vliv velikosti zemnicí plochy na parametry antény. Pro finálně navrženou anténu bude představeno rozložení pole

v jednotlivých řezech rezonátoru. Návrhové vztahy jsou obecné pro základní i vyšší řády módů DR. Avšak předvedeny budou na anténě s DR v základním módu  $TE_{111}$ .

## 2.4 Mikropáskové vedení

Přívodní mikropásek je zkonstruován pro impedanční přizpůsobení  $Z = 50 \Omega$ . Pro snadné určení lze využít pomůcky *Impedance calculation* v macru CST MWS.

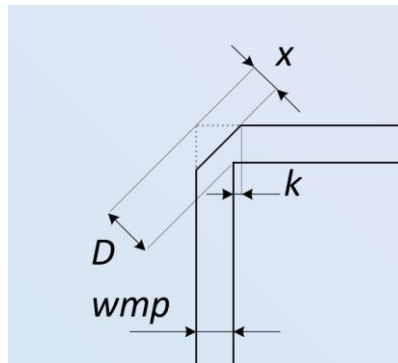
Z konfigurace DRA na Obr. 11 je vidět nestandartní ohyb mikropásku. Pro konvenční DRA je tento ohyb zbytečný nebo až nežádoucí. Vzhledem k úpravám v dalších částech práce byl takovýto přívod vytvořen již na začátku, aby neovlivnil závěrečné porovnání antén. Z důvodů objasněných níže kapitolou 4, není možné vést mikropáskové vedení přímo. Byl tedy použit přívodní pásek s ohybem a zkosením, kvůli eliminaci odrazů. Při průchodu mikropáskem s prudkým ohybem  $90^\circ$  dojde k významnému odrazu energie zpět ke jeho zdroji. Výsledkem odražené vlny je prudký nárůst zpětných vyzařovacích ztrát  $RL$  a pouze malý průchod signálu. Zkosení ohybu je způsob, jak může být nechtěný odraz eliminován. Geometrické rozměry zkoseného ohybu jsou zřejmé z Obr. 12. Níže jsou uvedeny vztahy (16) až (18) pro výpočet geometrie ohybu [6].

$$D = w_{mp} \cdot \sqrt{2} \quad (16)$$

$$x = w_{mp} \cdot \sqrt{2} \cdot \left( 0,56 + 0,65 \cdot e^{\left(-1,35 \cdot \frac{w_{mp}}{t_s}\right)} \right) \quad (17)$$

$$k = x \cdot \sqrt{2} - w_{mp} , \quad (18)$$

kde  $D$  je úhlopříčka rohů ohybu,  $k$  přesah ohybu,  $w_{mp}$  šířka mikropásku a  $t_s$  výška substrátu.



Obr. 12: Detail zkoseného ohybu mikropásku.

Rozměry popisující mikropáskové vedení a jeho zkosení jsou prezentovány v Tab. 3.

Tab. 3: Parametry mikropáskového vedení a jeho zkosení.

| $R$ [ $\Omega$ ] | $w_{mp}$ [mm] | $t_s$ [mm] | $\epsilon_r$ | $D$ [mm] | $k$ [mm] | $x$ [mm] |
|------------------|---------------|------------|--------------|----------|----------|----------|
| 50               | 1,78          | 0,762      | 3,38         | 2,51     | 0,17     | 1,379    |

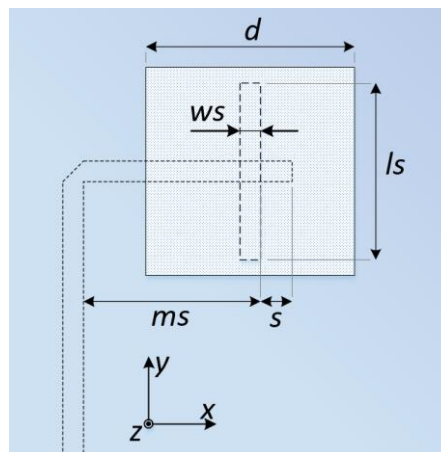
## 2.5 Napájení

Za dobu studia DRA byla vyvinuta řada napájecích metod. Základním případem je buzení koaxiální sondou. Nevýhodou metody je nalezení polohy pro invazivní sondu tak, aby byl souměrný vyzařovací diagram. Sondou lze rezonátor budít i neinvazivně, pouhým přitisknutím k rezonátoru.

Vhodné je štěrbinové napájení s přívodním integrovaným vlnovodem do substrátu – *Substrate Integrated Waveguide* (SIW). Při návrhu tohoto typu napájení je třeba zvážit tři hlavní ztrátové mechanismy. Vodivostní ztráty způsobené konečnou vodivostí kovových stěn, které mohou být redukovány zvětšením tloušťky substrátu. Dielektrické ztráty dané ztrátovým činitelem  $\tan \delta$ , daného vlastnostmi substrátu. Ztráty vyzařováním: způsobené úniky energie mezi prokvy. Tyto ztráty lze minimalizovat vhodným poměrem rozestupů prokvy a jejich průměrem. Nevýhodou je složitější návrh a výroba. Dalšími metodami jsou přímé mikropáskové či koplanární napájecí vedení. Napájení je voleno také podle potřeby buzených vidů.

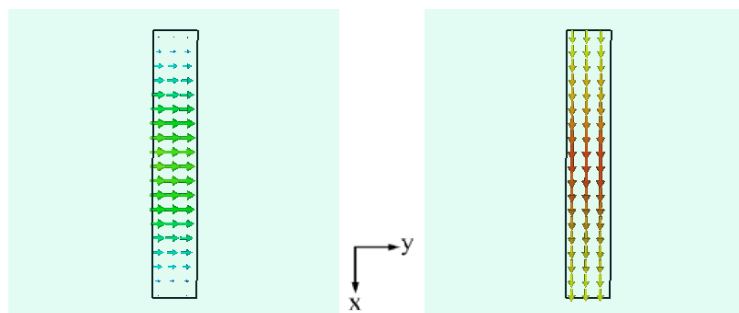
Snadným a účinným řešením je napájení obdélníkovou štěrbinou s mikropáskovým přívodem. Výhody spočívají především v jeho jednoduchosti návrhu tak i výroby. Štěrbinami ve tvaru kříže a písmene „C“ můžeme budít anténu s kruhovou polarizací. Nevýhodou je vyzařování mikropáskového přívodu. Detail geometrie napájení je zobrazen na Obr. 13.

Obdélníková apertura, nad kterou spočívá vyzařovací prvek je vyleptána do zemnicí plochy pod anténním prvkem. Signál k apertuře je veden mikropáskovým vedením se zkoseným ohybem ze spodní strany substrátu zemnicí plochy. Mikropásek může být prodloužen až za aperturu o délku  $s$ . Touto úpravou lze docílit impedančního přizpůsobení. Tato metoda napájení je používaná velmi často.

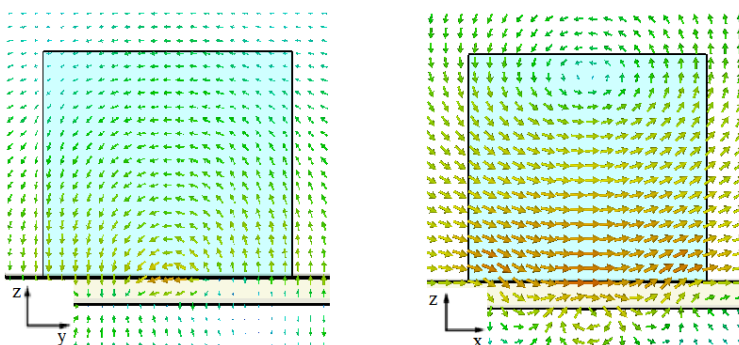


Obr. 13: Obdélníková napájecí štěrbinu s mikropáskovým vedením.

Vektory elektrického pole  $\mathbf{E}$  uvnitř apertury mají rovnoběžný směr s kratší stranou štěrbinu a jsou znázorněny na Obr. 14 (vlevo). Tomu odpovídají vektory magnetického pole  $\mathbf{H}$ , jejichž směr je paralelní s délkou štěrbinu  $l_s$  Obr. 14 (vpravo). Toto magnetické pole vyvolá v DR nad obdélníkovou aperturou silnou magnetickou vazbu a ovlivní rozložení pole DR zobrazené na Obr. 15. Zobrazená orientace apertury na Obr. 14 vybudí v rezonátoru mód  $TE_{\delta mn}^x$ .



Obr. 14: Vektorové rozložení elektrické složky  $\mathbf{E}$  (vlevo) a magnetické složky pole  $\mathbf{H}$  (vpravo) v napájecí štěrbíně.



Obr. 15: Rozložení elektrického  $\mathbf{E}$  (vlevo) a magnetického  $\mathbf{H}$  (vpravo) pole v řezu roviny  $yz$  a  $xz$  středem DRA se základním videm  $\text{TE}_{\delta 11}^x$  při  $f_0 = 10 \text{ GHz}$ .

Plocha napájecí apertury by měla být co nejmenší, aby se zabránilo nechtěnému vyzařování pod zemnicí plochu. Délka otvoru  $l_s$  je volena tak, aby byla zachována dostatečně velká vazba mezi DRA a napájecím slotem. Důležité je, aby nedocházelo k její rezonanci. Jednoduché návrhové doporučení říká, že délka slotu  $l_s$  musí být přibližně polovina vlnové délky v dielektriku neboli:

$$l_s \cong \frac{\lambda_g}{2} = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_{rs}\mu_r}}, \quad (19)$$

kde  $\epsilon_{rs}$  je označení pro permitivitu substrátu.

Důmyslnější návrhové vztahy určují opět délku štěrbiny, její šířku a délku přízůsobovacího pahýlu [7].

$$l_s = \frac{0,4 \cdot \lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad (20)$$

kde

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_{rr} + \epsilon_{rs}}{2}, \quad (21)$$

kde  $\epsilon_{rr}$  a  $\epsilon_{rs}$  jsou relativní permitivity rezonátoru a substrátu. Šířku štěrbiny  $w_s$  volíme podle:

$$w_s = 0,2 \cdot l_s \quad (22)$$

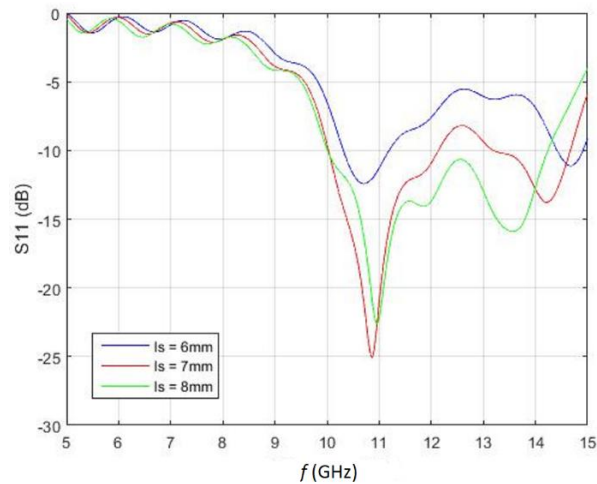
Pro vysoké frekvence může vycházet šířka příliš úzká z hlediska výroby. Poté můžeme volit šířku větší.

Prodloužený mikropásek za šterbinu, pahýl, pomáhá k impedančnímu přizpůsobení antény. Pro jeho počáteční návrh je používán vztah:

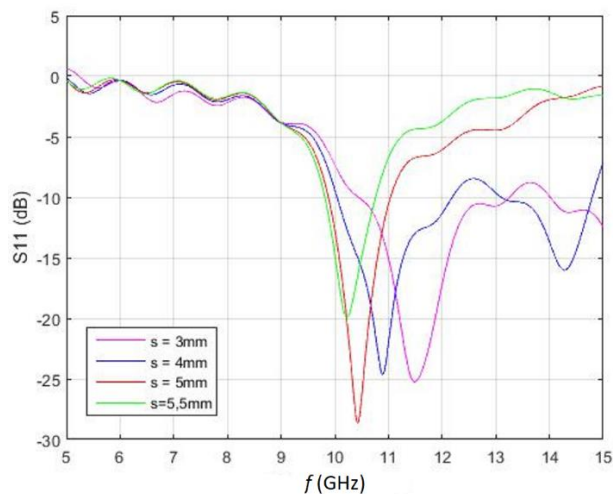
$$s = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_{rs}\mu_r}}, \quad (23)$$

kde  $\lambda_g$  je délka vlny v substrátu.

Pro výchozí rozměry tyto návrhy postačí. Parametrickým rozmítáním  $l_s$ ,  $s$  a  $w_s$  lze nalézt přesnější rozměry. Pro vyjádření vlivu parametrů  $l_s$  a  $s$  jsou zobrazeny na Obr. 16 a Obr. 17 charakteristiky modulu činitele odrazu  $S_{11}$ . Lze obecně říci, že parametr  $l_s$  má větší vliv na  $RL$  a rezonanční frekvenci příliš neovlivňuje. Změny parametr  $s$  mohou mít vliv na posun rezonanční frekvence.



Obr. 16: Vliv délky šterbiny  $l_s$  na modul činitele odrazu  $S_{11}$ .



Obr. 17: Vliv délky pahýlu  $s$  na modul činitele odrazu  $S_{11}$ .

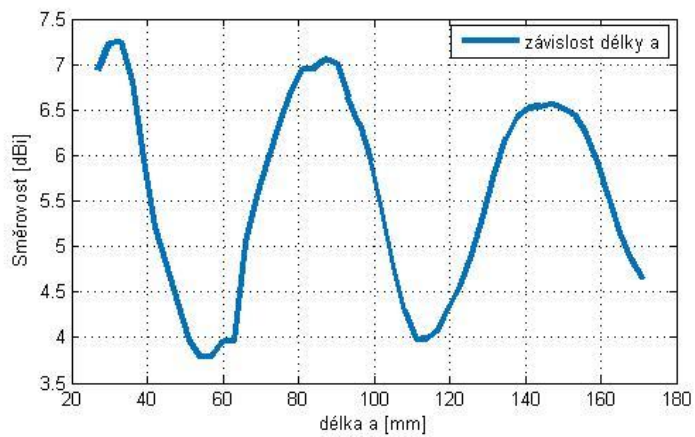
Porovnání simulovaných výsledků s výsledky analytických vztahů napájecí štěrbině pro  $f = 10$  GHz můžeme porovnat v Tab. 4.

Tab. 4: Porovnání hodnot parametrů napájecího slotu získaných analyticky a simulací.

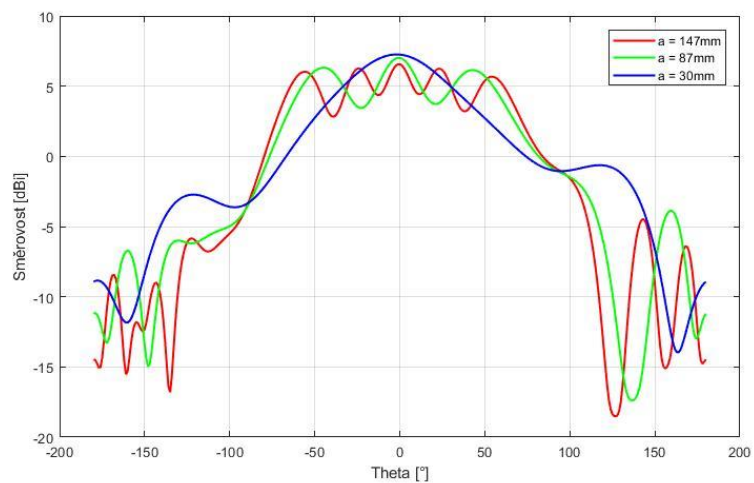
|            | $l_s$ [mm] | $w_s$ [mm] | $s$ [mm] | $m_s$ [mm] |
|------------|------------|------------|----------|------------|
| Doporučení | 8,15       | -          | -        | -          |
| Analyticky | 5,5        | 1,1        | 4,1      | -          |
| TD CST MWS | 7          | 1          | 4,8      | 6,8        |

## 2.6 Velikost zemní plochy

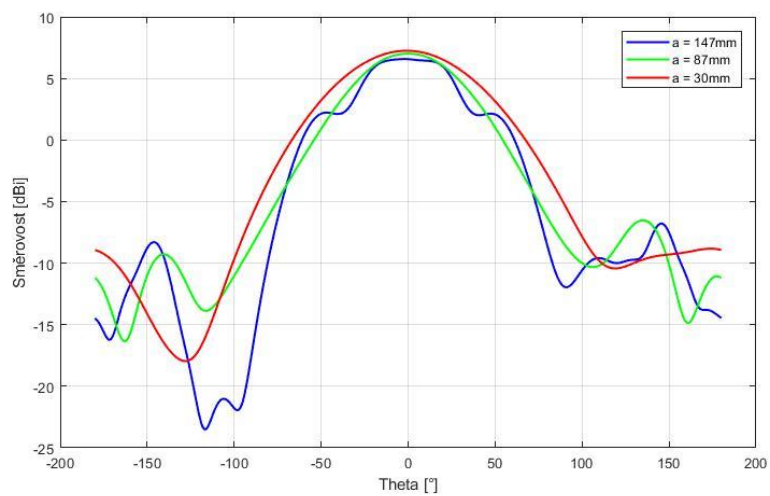
Vyzařováním DRA vznikají na hranici vodič vzduch nežádoucí povrchové vlny. Tyto vlny se na hranách substrátu ohýbají, dochází k difrakci povrchových vln. Následným setkáváním tohoto vlnění a přímých vln od antény dochází k interferenčním maximům a minimům. Tyto interference se projevují ve vyzařovacích charakteristikách E-rovině (především) jako rozštěpení vyzařovacího svazku. To kolik interferenčních minim a maxim se vytvoří je závislé na velikosti zemní plochy. Z hlediska minimálního ovlivnění vyzařovací charakteristiky v hlavním svazku povrchovým vlněním je vhodné volit velikost zemní plochy takovou, aby se nestihla povrchová vlna ohnout na hraně substrátu, tedy např.  $a = 30$  mm. V takovém případě se vyzařovací svazek sice nerozštěpí, ale dojde k vyzáření velké části energie pod zemní desku, což je u směrových antén nepřijatelné. Je tedy výhodné volit velikost zemní plochy při níž dochází k první konstruktivní interferenci v kolmém směru nad anténou. Hlavní vyzařovací svazek, tak sice bude rozštěpen, ale záření pod zemní plochu bude omezeno. Jak je vidět ze závislosti velikosti zemní plochy na směrovosti na Obr. 18 k prvnímu interferenčnímu maximu dochází při velikosti  $a = 87$  mm. Pokud by bylo možné vytvořit nekonečně velkou zemní plochu, vytvořilo by se také nekonečné množství interferencí, které by utvářeli nerozštěpený vyzařovací svazek. Pokud bychom se takové situaci chtěli alespoň přiblížit byla by zemní plocha příliš velká. Kompromisem může být taková velikost země, která vytvoří druhé interferenční maximum v kolmém směru na anténu. Z Obr. 18 můžeme vyčíst, že se jedná o rozměr  $a = 147$  mm. Porovnání vyzařovacích charakteristik výsledných modelů antén pro velikosti zemní plochy  $a = 30; 87; 147$  mm je znázorněno na Obr. 19 pro E-rovinu ( $\phi = 0^\circ$ ) a Obr. 20 pro H-rovinu ( $\phi = 90^\circ$ ) Vliv velikosti země na modul činitele odrazu je zanedbatelný, Obr. 21.



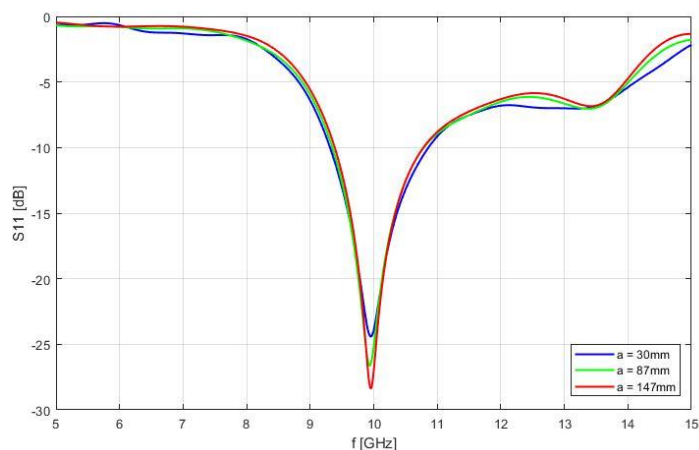
Obr. 18: Závislost velikosti zemní plochy.



Obr. 19: Vliv velikosti zemní plochy na vyzářovací charakteristiku E-roviny.



Obr. 20: Vliv velikosti zemní plochy na vyzářovací charakteristiku H-roviny.



Obr. 21: Vliv velikosti zemní plochy na modul činitele odrazu  $S_{11}$ .

## 2.7 Porovnání výpočtů DR

Každá početní metoda zahrnuje různé nepřesnosti výpočtů. Analytický návrh je zatížen chybami vlivem zaokrouhlování a zanedbání dielektrických ztrát v rezonátoru. Modální analýza v Eigenmode CST MWS se stává nepřesnou díky zanedbání vyzařovacích ztrát rezonátoru. Přesto obě metody mohou být dobrým počátečním návrhem pro simulace celkové antény v CST MWS. Rezonanční frekvence výsledné antény pracující s módem  $TE_{\delta 11}$  byla porovnána s výsledky získanými pomocí analytických vztahů a modální analýzou v Eigenmode solveru CST. Porovnáním výsledků v Tab. 5 zjistíme, že chyby u obou metod se pohybují okolo 7 %. Analytickými vztahy byl také vypočítán činitel jakosti  $Q = 4,18$  a impedanční šířka pásma  $BW = 10 \%$  pro  $PSV = 1,5$ , což je srovnatelné i s výsledky simulací antény.

Tab. 5: Porovnání rezonančních frekvencí základního módu DR.

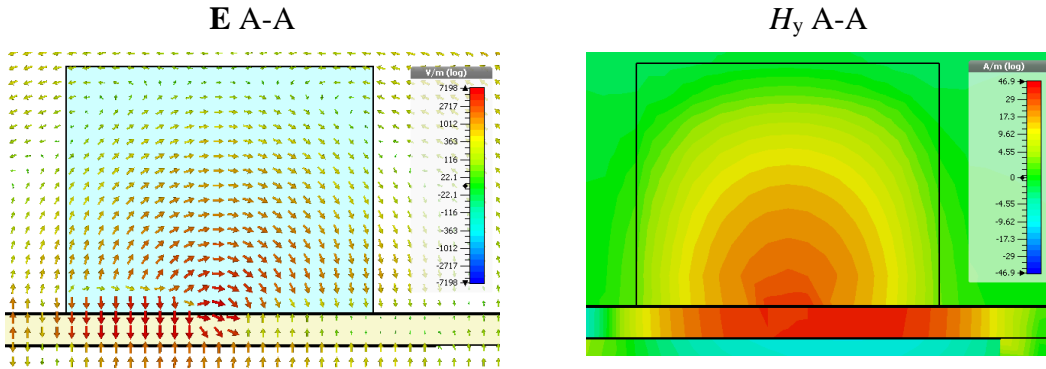
| $w = d = 7,6 \text{ mm}; h = 6,1 \text{ mm}; \epsilon_r = 6,15$ |                       |                        |
|---|-----------------------|------------------------|
| Analytický $f_0$ [GHz]  | Eigenmode $f_0$ [GHz] | TD CST MWS $f_0$ [GHz] |
| 10,69   | 9,37                  | 9,97                   |

## 2.8 Rozložení pole

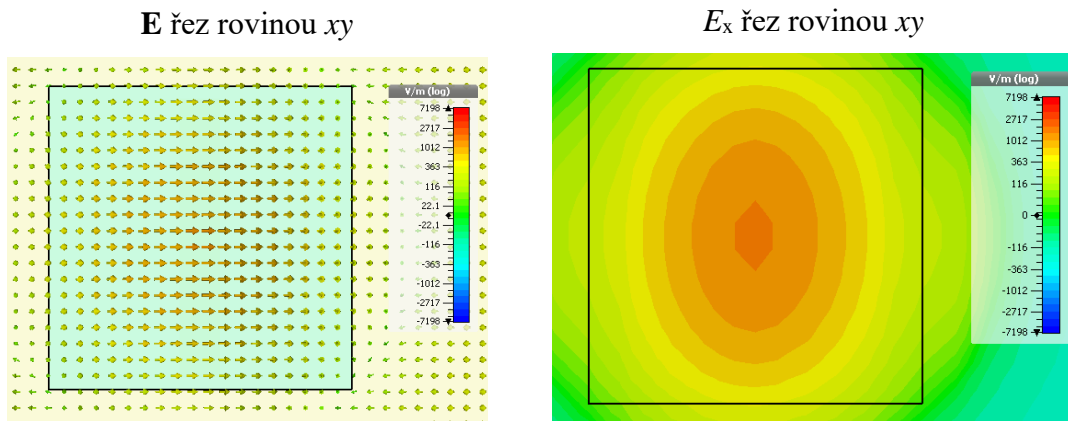
Anténa s DR v základním módu  $TE_{111}$  byla navržena podle popsaného postupu. Finální návrhové parametry jsou přehledně uvedeny v Tab. 6 a Tab. 3 pro přívodní mikropásek. Pro tyto hodnoty je na Obr. 22 až Obr. 24 představeno rozložení pole v jednotlivých řezech rezonátoru podle Obr. 25.

Tab. 6: Návrhové parametry pro DRA pracující v základním módu  $TE_{111}$ .

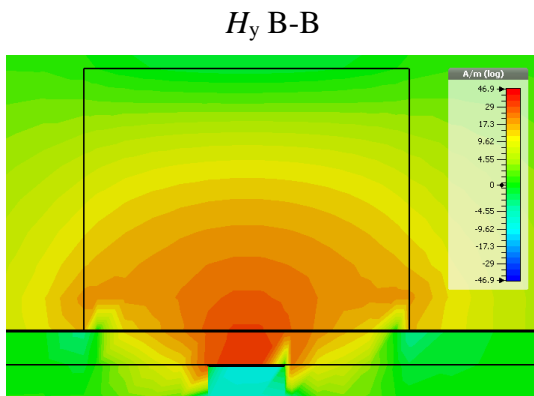
| $w = d$ [mm] | $h$ [mm] | $l_s$ [mm] | $w_s$ [mm] | $s$ [mm] | $m_s$ [mm] | $a$ [mm] |
|--------------|----------|------------|------------|----------|------------|----------|
| 7,6          | 6,1      | 7          | 1          | 4,84     | 6,8        | 147      |



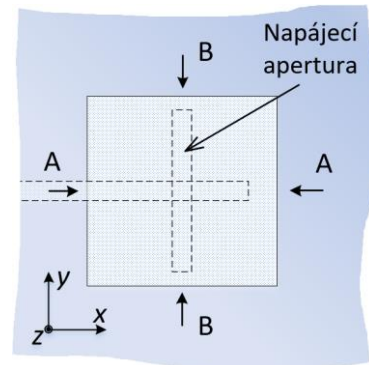
Obr. 22: Elektrické a magnetické pole v řezu A-A.



Obr. 23: Rozložení elektrického pole na horní stěně rezonátoru.



Obr. 24: Rozložení magnetického pole  $H_y$  v řezu B-B.



Obr. 25: Vyznačení řezů rezonátorem.

## 2.9 Zvyšování zisku

Kvádrový dielektrický rezonátor v základním provedení pracující se základním módem a umístěný na dostatečně velké zemnicí desce generuje lineárně polarizovanou vlnu s velkým vyzařovacím úhlem a realizovaným ziskem přibližně 5 dBi. Proto je v některých aplikacích snaha o navržení úprav, které zvýší zisk a sníží vyzařovací úhel.

Efektivní metoda, jak zlepšit vyzařovací vlastnosti je anténní pole jednotlivých anténních elementů. Zisk je zvyšován počtem prvků v anténním poli. Nevýhodou jsou větší rozměry, složitější návrh napájení a výrobní cena.

Pokud je snaha o modifikaci jediného anténního prvku, lze postup rozdělit na dvě metody. Zaprvé jde o umístění dalšího prvku nebo prvků v blízkosti rezonátoru. U takových technik obecně narůstá složitost výroby, a tedy i cena. Jde například o krátký trychtýř, který je vodivě spojen se zemnicí deskou. Takto upravené antény dosahují zisku okolo 10 dBi [8].

Velice vysokých zisků a úzkého vyzařovacího svazku dosahují antény s tzv. superstrátem. Například v [9] dosahuje RDRA maximální hodnoty zisku 14,4 dBi a v celém ISM pásmu (57-65 GHz) neklesne pod 11 dBi. Výrobně je anténa ovšem složitější.

Možnost zvyšování zisku a vyšší směrovosti DRA nabízí také zakomponování struktury s elektromagnetickým zádržným pásmem (EBG). Jedná se o periodicky se opakující vzory v okolí anténního rezonátoru, které eliminují povrchové vlny a zabraňují jim tak narušení vyzařovací charakteristiky. Touto metodou D. Sievenpiper [10] a bude podrobněji popsána níže. Hlavní výhodou je její snadná výroba. Jedna z možností použití EBG struktury se objevuje v práci [11], kde je použita válcová DRA napájená invazivní koaxiální sondou. Dielektrický rezonátor je obklopen kruhovou periodicky se opakující EBG strukturou, nazvanou jako kruhová hříbková struktura – *Circular mushroom-like structure*. Spočívá z kruhových pásků vodivě prokovených se zemnicí plochou. Díky této metodě byl zisk zvýšen o 3 dB oproti totožné válcové DRA bez EBG substrátu. Dalším důsledkem struktury bylo zúžení šířky svazku vyzařovaného pole.

Druhá skupina návrhových metod je založena na vybuzení vyšších módů v samostatném dielektrickém rezonátoru. V práci [12] A. Petosa a S. Thinrakoune dokázali, že RDRA buzená vyššími módy  $TE_{\delta 13}$  a  $TE_{\delta 15}$  může dosáhnout zisku 8,2 dBi a 10,2 dBi na 11 GHz. Pro jiný mód vyššího řádu  $TE_{\delta 33}$  v práci [13] byl dosažen zisk 11,8 dBi. Jak je ukázáno v [14] lze také módy vyšších řádů kombinovat. Kombinací dvou módů vyšších řádů  $HEM_{123}$  a  $HEM_{133}$  v jednoduchém válcovém rezonátoru bylo dosaženo maximálního realizovaného zisku 11,6 dBi. Rezonátory pracující s vyššími módy nabývají větších rozměrů. To může být pro některé aplikace omezující.

Je tedy několik možností, jak dosáhnout vyšších zisků. Ovšem je také důležité, aby úpravy nezkomplikovaly příliš geometrii a tím pádem se nenavýšily náklady na výrobu. Z tohoto hlediska je nejvhodnější metodou buzení módů vyšších řádů. Velmi perspektivní jsou také návrhy s EBG strukturou, vyskytující se častěji u flíčkových antén. Přestože několik pokusů DRA s EBG strukturou existují, nebyl zkoumán případ DRA pracující s vyššími módy s obklopením EBG struktury. Tímto návrhem se práce bude dále zabývat. Podrobná analýza metody, návrhu a realizace je popsána v dalších kapitolách.

Důležitým parametrem je také impedanční šířka pásma, která lze do určité míry

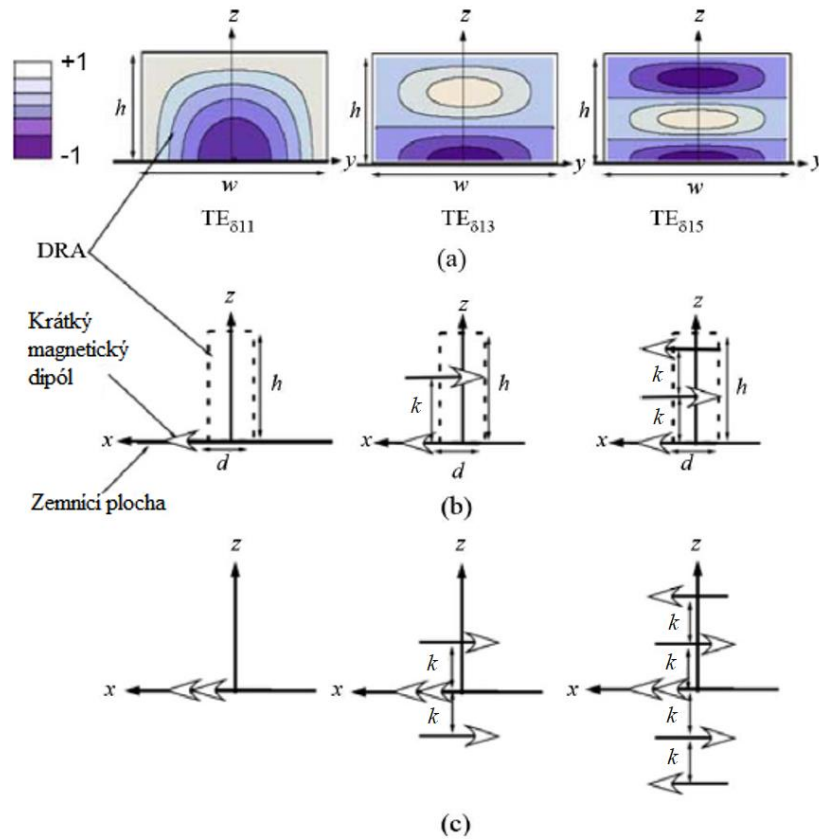
nastavovat použitým dielektrikem s nízkou relativní permitivitou. Navrženy již byly také složitější metody, jako například excentrické aperturové napájení ve tvaru dvojitého motýlka [15], kde je dosaženo 30 % impedanční šířky pásma. Další metodou může být RDRA napájená páskem budící kombinaci vidů  $TE_{111}$  a  $TE_{113}$  [16]. Šířka pásma zde dosahuje 40 %. Snadnou metodou, kterou lze navíc získat 5 % impedanční šířky pásma popisuje článek [17]. Výsledku je docíleno vytvořením vzduchové mezery mezi napájecím slotem a válcovým rezonátorem.

Zajímavými aplikacemi jsou DRA s elektronicky laditelným vyzařovacím svazkem. Jedná se o konfiguraci laditelného DR s ladícími prvky. Těmi mohou být spínané drátové monopóly [18], parazitické DR [19] nebo parazitické pásy přímo na vyzařovacím elementu [20]. Další metody pro zvýšení parametrů, jako jsou zisk, užší vyzařovací svazek a impedanční šířka pásma jsou uvedeny v [21].

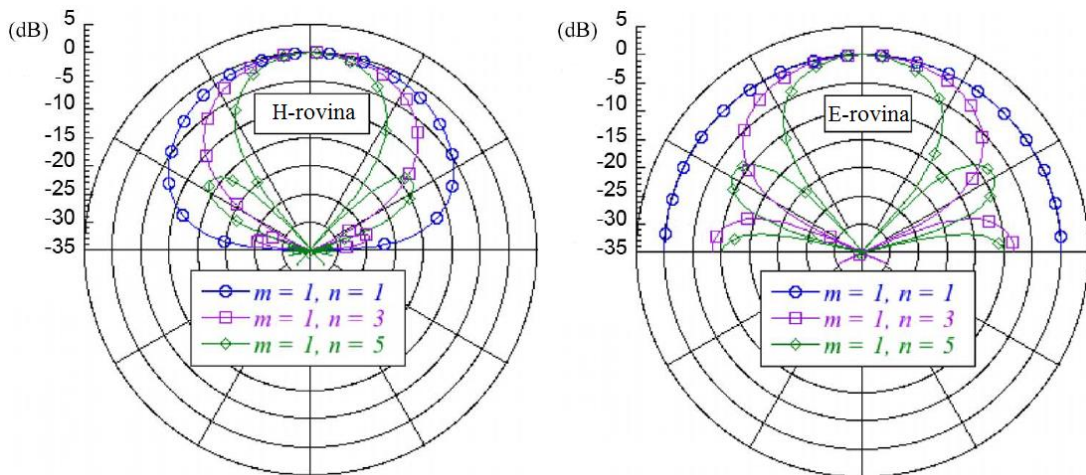
## 2.10 Buzení módů vyšších řádů

Zlepšení vyzařovacích vlastností DRA lze dosáhnout buzením vyšších módů. Výhodou této metody je její jednoduchost. S vyššími řády ovšem rostou také rozměry DR, které se ale dají korigovat díky třem stupňům volnosti výšce  $h$  a šířce  $w$  a  $d$ . Dobrým doporučením pro módy vyšších řádů ( $TE_{\delta 15}$  a  $TE_{\delta 15}$ ) mohou být následující odstavce.

Rozložení složky intenzity magnetického pole  $H_x$  pro základní a dva vidy vyšších řádů v kvádrových DRA zobrazuje Obr. 26 (a). Tyto konfigurace pole uvnitř DRA mohou být aproximovány pomocí krátkých magnetických dipólů vzdálených od sebe  $k$ , jak je vidět na Obr. 26 (b). Díky nim lze také předpovídat podobu vyzářeného vzdáleného pole. Rozteč  $k$  mezi magnetickými dipóly vidů vyšších řádů má vliv na vyzařovací charakteristiku DRA a může být do určité míry řízena poměrem stran DRA. Obr. 26 (c) znázorňuje model používaný k předpovědi vyzařování DRA ve vzdáleném poli, v němž je použito zobrazení bez zemnicí plochy. Dvojitá šipka krátkého magnetického dipólu umístěná v  $z = 0$  označuje dvojnásobnou amplitudu oproti ostatním dipólům. Vyzařovacím modelům z Obr. 26 (c) odpovídají normované vyzařovací charakteristiky vzdáleného pole DRA pracující v základním módu  $TE_{\delta 11}$  a módech vyšších řádů  $TE_{\delta 13}$  a  $TE_{\delta 15}$  na Obr. 26 [12].



Obr. 26: (a) Rozložení složky intenzity magnetického pole  $H_x$ , (b) vyzářovací model DRA, (c) vyzářovací model DRA bez uvážení zemnicí plochy [12].



Obr. 27: Normované vyzářovací charakteristiky založené na dielektrickém vlnododovém modelu a rozměru  $k = 0,4 \lambda_0$ , pro  $H$ -rovinu (vlevo), pro  $E$ -rovinu (vpravo) [12].

Z normovaných vyzářovacích charakteristik vyplývá, že módy vyšších řádů vykazují významné zúžení vyzářovacího svazku v ose  $z$  oproti DRA pracující se základním módem. Negativním důsledkem u vidů vyšších řádů jsou postranní laloky. V [12], kde Petosa budí vidy v RDRA na frekvenci 11 GHz, uvádí, že vzdálenost  $k = 0,4 \lambda_0$  nabízí dobrý kompromis mezi šířkou vyzářovaného svazku a úrovní postranních

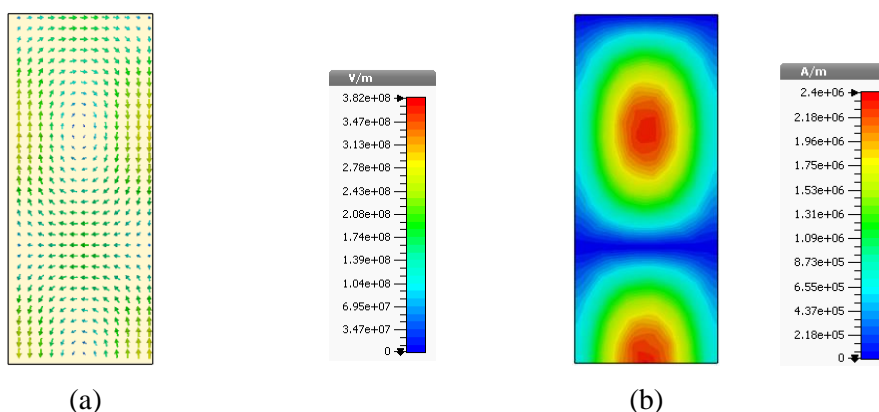
laloků. Musíme však přihlédnout ke skutečnosti, že tento požadavek se uvádí pro relativní permitivitu DR  $\epsilon_r = 10$ . Důvodem je, že velikost rezonátoru je úměrná podle vztahu (1). Z toho vyplývá, že velikost rezonátoru může být snižována (zvyšována) už pouhým zvyšováním (snižováním) hodnoty relativní permitivity. Dále Petosa uvádí jako vhodnou výšku DRA pro vid  $TE_{\delta 11}$ .  $h \approx \lambda/3$ , pro  $TE_{\delta 13}$   $h \approx 0.75\lambda$  a pro  $TE_{\delta 15}$   $h \approx \lambda$ . Tyto hrubé odhady mohou být nápomocné při počátečním navrhování modelu.

Výsledky rozměrů pro DR s vidy  $TE_{113}$  a  $TE_{131}$  určené modální analýzou pro  $f_0 = 10$  GHz jsou v Tab. 7. Jelikož Eigenmode nepočítá s vyzářenou energií a vidy vyšších řádů disponují větší vyzářovací plochou oproti základnímu vidu, jsou chyby rozměrů daleko větší. Stejně jako pro základní vid  $TE_{111}$  v Tab. 2 i pro vyšší vidy existuje nespočet dalších kombinací možných rozměrů.

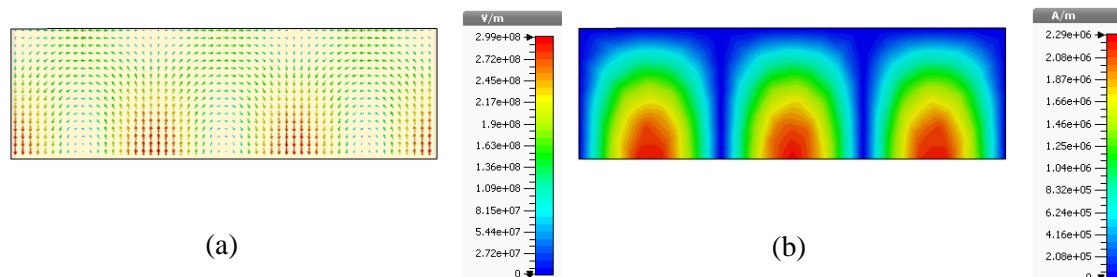
Tab. 7: Rozměry rezonátorů získané Eigenmode solverem pro vidy  $TE_{113}$  a  $TE_{131}$  na  $f_0 = 10$  GHz.

| Vid        | $w$ [mm] | $d$ [mm] | $h$ [mm] |
|------------|----------|----------|----------|
| $TE_{113}$ | 7,8      | 7,8      | 14,5     |
| $TE_{131}$ | 20,7     | 10       | 6,3      |

Rozložení elektrické  $\mathbf{E}$  a magnetické  $H$  pole rezonátorů s módy vyšších řádů z Tab. 7 je zobrazeno na Obr. 28 a Obr. 29.



Obr. 28: (a) Rozložení elektrického pole  $\mathbf{E}$ , (b) magnetického pole  $H$  ve svislém řezu modelu DR vid  $TE_{113}$ .



Obr. 29: (a) Rozložení elektrického pole  $\mathbf{E}$ , (b) magnetického pole  $H$  ve svislém řezu modelu DR vid  $TE_{131}$ .

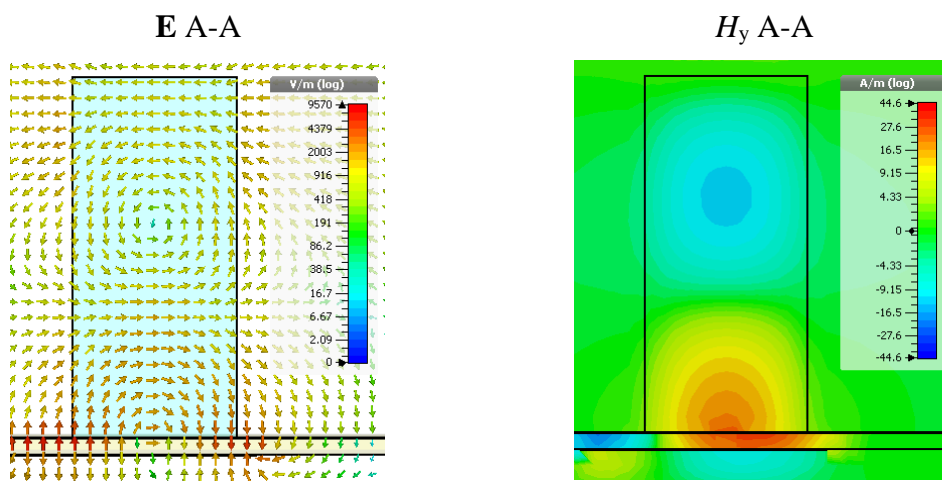
Stejným způsobem jako předchozí anténa se základním videm byly navrženy také antény pracující s módy vyšších řádů. Dielektrická rezonátorová anténa s excitovaným módem

TE<sub>113</sub> resp. TE<sub>131</sub> bude v dalším textu označována zkráceně a to pouze označením módu jako TE<sub>113</sub> případně TE<sub>131</sub>. Rozměry mikropáskového přívodu (Tab. 3) byly zachovány až na přizpůsobovací pahýl. Mírnou změnu zaznamenal rozměr zemní desky  $a \times a$  pro TE<sub>131</sub>. Důvodem je docílení maximálního zisku v hlavním vyzařovacím svazku díky druhé konstruktivní interferenci povrchové (difrakční) a přímé vlny. Rozměry zemní desky TE<sub>131</sub> zůstaly shodné s DRA se základním módem. Čtvercová podstava TE<sub>113</sub> je zde velmi podobná, a navíc vyšší vid je v ose  $z$ . Z těchto důvodů by byl rozdíl stran  $a$  minimální. Materiál DR Arlon 600 i substrát zemní desky Arlon 25N zůstal zachován.

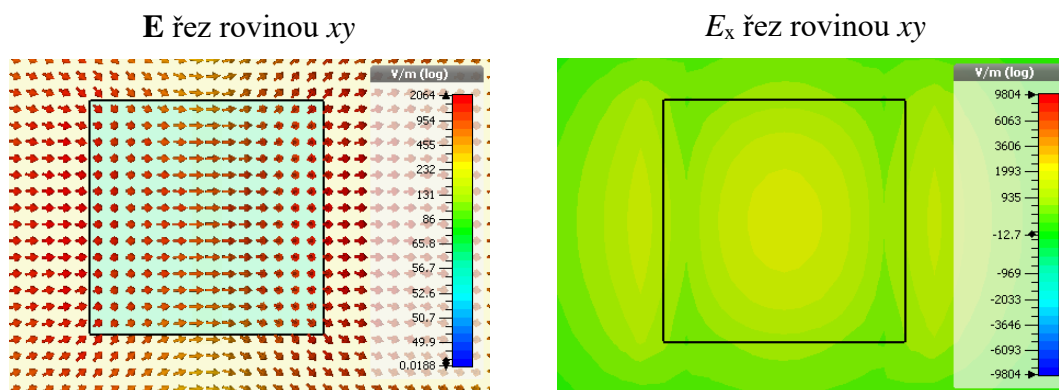
Tab. 8: Návrhové parametry DRA pracující v módu TE<sub>113</sub> a TE<sub>131</sub>.

| Vid               | $w$ [mm] | $d$ [mm] | $h$ [mm] | $l_s$ [mm] | $w_s$ [mm] | $s$ [mm] | $m_s$ [mm] | $a$ [mm] |
|-------------------|----------|----------|----------|------------|------------|----------|------------|----------|
| TE <sub>113</sub> | 7,8      | 7,8      | 17,1     | 8,45       | 1          | 4,35     | 6,8        | 147      |
| TE <sub>131</sub> | 24,5     | 10       | 6,5      | 8          | 1          | 5,03     | 6,8        | 142      |

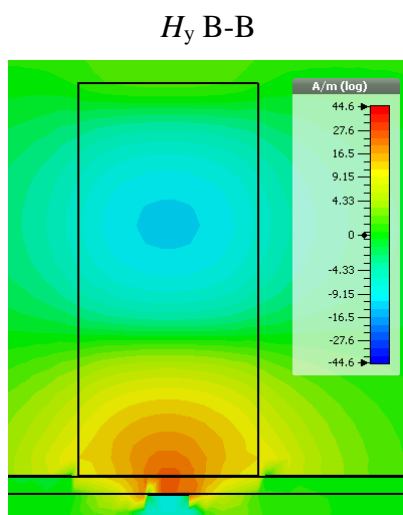
Rozložení pole v rezonátoru při frekvenci  $f_0 = 10$  GHz TE<sub>113</sub> je na Obr. 30 až Obr. 32 v jednotlivých řezech rezonátoru podle Obr. 32.



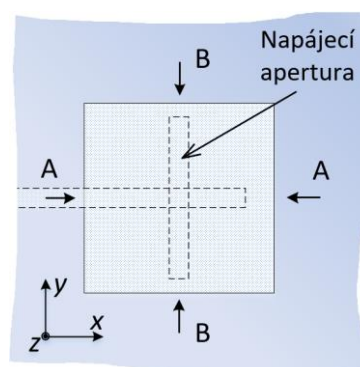
Obr. 30: Elektrické a magnetické pole v řezu A-A.



Obr. 31: Rozložení elektrického pole na horní stěně rezonátoru.

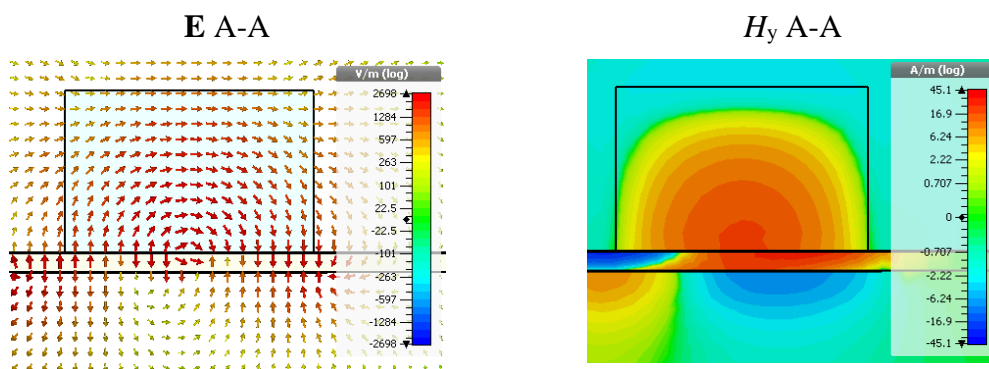


Obr. 32: Rozložení magnetického pole  $H_y$  v řezu B-B.

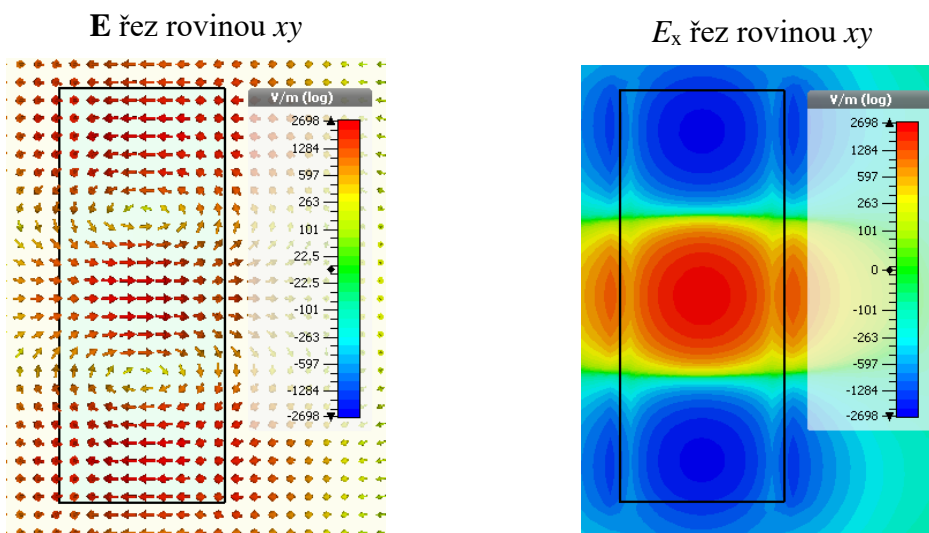


Obr. 33: Vyznačení řezů rezonátorem.

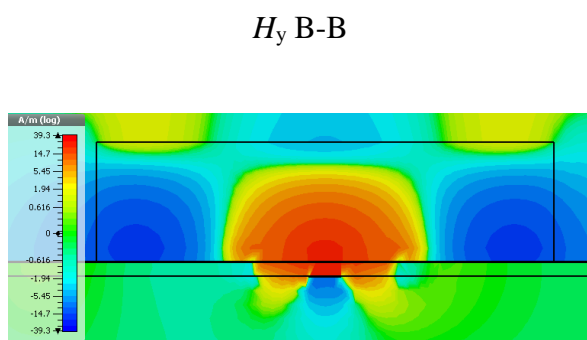
Rozložení pole v rezonátoru při frekvenci  $f_0 = 10$  GHz  $TE_{131}$  je na Obr. 34 až Obr. 36 v jednotlivých řezech rezonátoru podle Obr. 37.



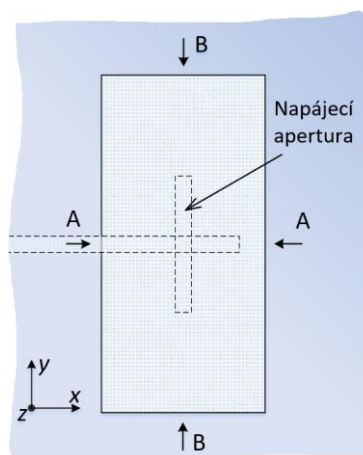
Obr. 34: Elektrické a magnetické pole v řezu A-A.



Obr. 35: Rozložení elektrického pole na horní stěně rezonátoru.



Obr. 36: Rozložení magnetického pole  $H_y$  v řezu B-B.



Obr. 37: Vyznačení řezů rezonátorem.

## 3 PERIODICKÉ STRUKTURY

Kapitola se zabývá teoretickým rozбором šíření povrchových vln buzených především nízko-profilovými anténami. Popisuje možnou metodu, zabraňující šíření povrchových vln na rozhraní vodič vzduch. Jsou uvedeny vlastnosti a stručné zařazení hříbkové EBG struktury. Navazuje návrh modelu buňky zádržné struktury modální analýzou v Eigenmode CST MWS, a získání dispersního diagramu. Ověření správnosti návrhu celé periodické struktury je provedeno několika různými experimentálními metodami.

### 3.1 Povrchové vlny

Povrchové vlny jsou elektromagnetické vlny generované anténou šířící se podél rozhraní dvou prostředí dielektrikum-kov případně dielektrikum-dielektrikum. Pokud povrchová vlna dospěje na hrany anténního substrátu dojde k ohybu vlny (difrakci). Důsledkem difrakce povrchových vln je deformace směrové charakteristiky vlivem interferencí s přímou vlnou, zvětšení postranních laloků a zhoršení předozadního poměru a snížení anténního zisku.

Šíření povrchových vln lze zabránit nahrazením zemní desky speciálním tzv. vlnitým povrchem (*corrugated plane*) Jedná se o periodický sled (perioda  $\ll \lambda$ ) vertikálních kovových destiček vysokých  $\lambda/4$ , které jsou na spodní straně spojeny [22], [23]. Zamezení šíření elektromagnetických vln také řešil E. Yablonovitch [24] Práce popisuje substrát s tzv. fotonickými krystaly, které v určitém kmitočtovém intervalu vykazují zádržné pásmo. Yablonovite, jak strukturu nazval, vytvořil vyvrtáním malých děr o průměru řádově setin mm do dielektrické destičky s vysokou hodnotou permitivity.

V následující části bude objasněno šíření příčných magnetických vln TM (*Transverse Magnetic*) a příčných elektrických vln TE (*Transverse Electric*) na obecném rozhraní a na speciální struktuře zabraňující šíření povrchových vln.



Obr. 38: Povrchu s obecnou impedancí [25].

Vlastnosti šíření obou povrchových vln TE a TM lze popsat jediným parametrem, kterým je povrchová impedance  $Z_s$ . V případě, že povrch je umístěn v rovině  $y$ - $z$ , jak je ukázáno na Obr. 38, a šíří povrchové vlny je ve směru osy  $+z$ , pole se exponenciálně rozkládá s konstantou  $\alpha$  ve směru  $+x$  [25], [10].

Pro TM vlny platí, že magnetická složka pole existuje pouze ve směru příčném na směr šíření vlny, proto lze psát  $H_x = H_z = E_y = 0$ . Povrchová impedance vlny TM může být pak vyjádřena jako poměr elektrického a magnetického pole na povrchu [25]

$$Z_s(TM) = \frac{E_z}{H_y} = \frac{j \cdot \alpha}{\omega \cdot \epsilon_{\text{eff}}}, \quad (24)$$

kde  $\epsilon_{\text{eff}}$  je efektivní permitivita povrchu. Pro TE je pravidlo opačné. Elektrická složka pole existuje pouze ve směru příčném na směr šíření vlny, proto lze psát  $E_x = E_z = H_y = 0$ . Povrchová impedance vlny TE může být pak vyjádřena jako poměr elektrického a magnetického pole na povrchu [25]

$$Z_s(TE) = \frac{E_y}{H_z} = \frac{j \cdot \omega \cdot \mu_{\text{eff}}}{\alpha} \quad (25)$$

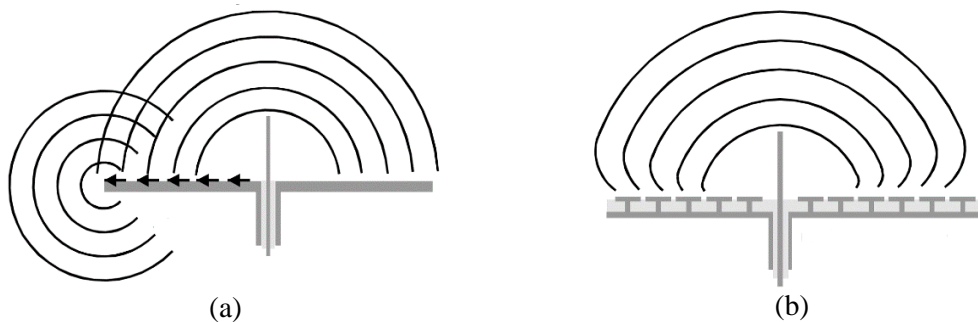
kde  $\mu_{\text{eff}}$  je efektivní permeabilita povrchu. Ze vzorců obecné povrchové impedance (24) a (25) vyplývá, že vlny TM se mohou šířit pouze tehdy, když má povrchová impedance pozitivní reaktanci, tedy induktivní povrch. Tudiž  $\epsilon_{\text{eff}}$  musí být také kladná. Zatímco TE vlny mohou nastat pouze tehdy, když má povrchová impedance negativní reaktanci, tedy kapacitní povrch. Tudiž  $\mu_{\text{eff}}$  musí být také kladná. Tyto podmínky jsou u konvenčních povrchů, jakými jsou kovové zemní desky, splněny. Proto se povrchové vlny mohou šířit, jak znázorňuje Obr. 39 (a).

Vytvořením speciální textury vodivého povrchu na substrátu, je možné změnit impedanční vlastnosti povrchu a zabránit tak postupu povrchových vln TM i TE, viz Obr. 39. K tomu je potřeba navrhnout speciální, opakující se povrchovou strukturu, která má současně zápornou  $\epsilon_{\text{eff}}$  a  $\mu_{\text{eff}}$ , jejíž perioda  $ap$  je mnohem menší než vlnová délka  $\lambda$  ( $ap \ll \lambda$ ). Tím docílíme vysoké povrchové impedance. Struktura lze popsat pomocí ekvivalentního modelu, viz Obr. 42. Záporné efektivní permitivity a permeability získáme dosažením vhodné admitance  $Y$ , kterou představuje paralelní zkratovací indukčnost  $L_v$  a kapacita  $C_v$ , a impedance  $Z$  jako sériová kapacita  $C_s$  a indukčnost  $L_s$  do následujících rovnic [25]

$$\epsilon_{\text{eff}} \cdot \epsilon_0 = \frac{Y}{j \cdot \omega \cdot ap'} \quad (26)$$

$$\mu_{\text{eff}} \cdot \mu_0 = \frac{Z}{j \cdot \omega \cdot ap} \quad (27)$$

kde  $\epsilon_0$  a  $\mu_0$  je permitivita a permeabilita vakua.



Obr. 39: Šíření povrchové vlny na konvenční zemní ploše, (b) Zamezení šíření povrchových vln EBG strukturou [10].

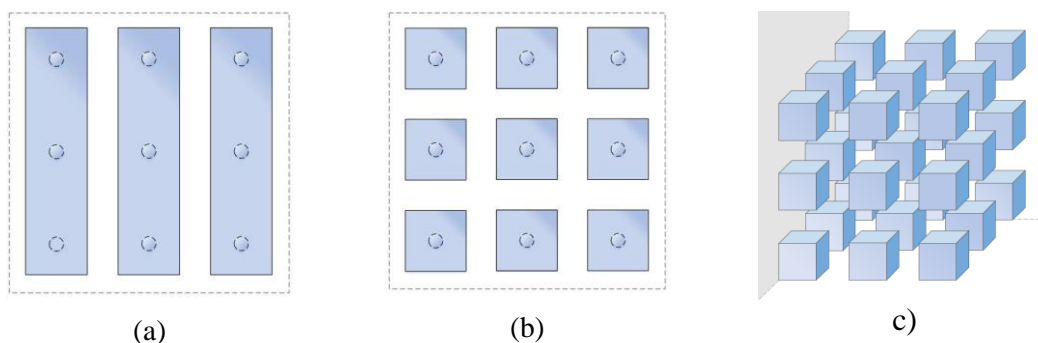
Výběrem  $L$  a  $C$  resp. geometrií a složením struktury lze získat čtyři typy materiálů s různými vlastnostmi (pozitivní / negativní permitivita / permeabilita). Představme dva druhy nejpoužívanějších struktur. Jsou to planární *Uniplanar Compact Electromagnetic*

*Band Gap* (UC-EBG) a tzv. hříbkové struktury (*mushroom structures*), neboli struktury s vodivým spojením se zemnicí plochou prokovem. Rozdílem mezi těmito strukturami je zkratová indukčnost ekvivalentního obvodu  $L_v$  tvořená prokovem, viz Obr. 42. Absencí zkratovací indukčnosti nemůže být vytvořena struktura s negativní efektivní permeabilitou  $\mu_{\text{eff}}$ . UC-EBG tak může zadržet pouze šíření vlny TE [25]. Práce se bude dále zabývat pouze hříbkovou strukturou.

## 3.2 Přehled periodických struktur

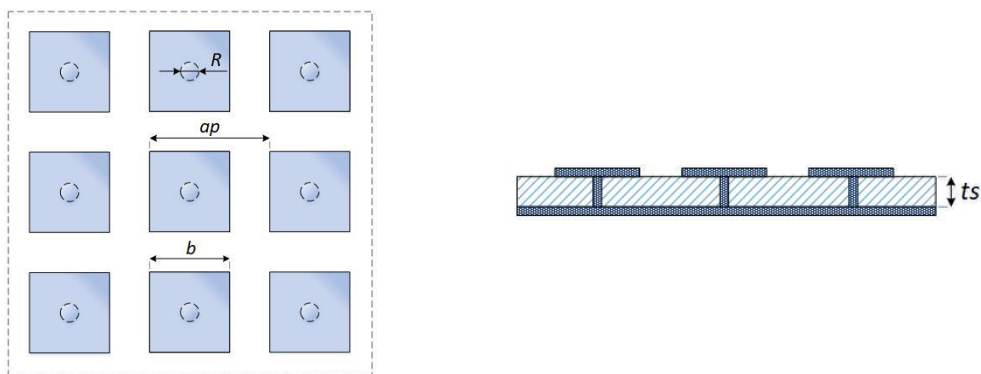
Struktury EBG jsou druh speciálních struktur, které se skládají z dielektrického substrátu a pravidelně se opakujících elektricky vodivých vzorů. Taková to struktura vykazuje na určitých frekvencích vlastnosti zakázaného pásma. Použitím EBG struktur může být vylepšena vyzářovací charakteristika antény, posíleno vyzářování v čelním směru a potlačeny postranní a zpětné laloky, vytvářené povrchovými vlnami.

Podle počtu směrů, v nichž jsou materiály periodické, je lze dále dělit na jednorozměrné, dvourozměrné či trojrozměrné, jak ukazuje Obr. 40. Tvar flíčku dvourozměrné struktury nemusí být nutně čtvercový. Jsou známy šestiúhelníkové [10], vidličkovité (*fork-like*) nebo složitější tvary. Díky periodické struktuře dochází k mnohonásobným interakcím mezi dopadající vlnou a vlnami odraženými. V důsledku vzniká disperze vln a objevují se propustná i zádržná kmitočtová pásma [14].



Obr. 40 Dělení EBG struktur: (a) jednorozměrné, (b) dvourozměrné, (c) trojrozměrné.

Vhodnou EBG strukturou k dosažení lepších parametrů DRA se jeví použití hříbkové struktury (*mushroom*), kterou poprvé popsal D. Sievenpiper v [10]. Z Obr. 41 je vidět, že se jedná o 2D periodickou strukturu elementárních buněk, které jsou prokoveny na vodivou desku. Strukturu popisují parametry relativní permitivity substrátu  $\epsilon_r$ , velikost jedné buňky se čtvercovou základnou o straně  $ap$  (periody), strany čtvercového flíčku  $b$ , výška struktury dána použitým substrátem  $t_s$  a průměrem prokovu  $R$ . Jednotlivé flíčky mezi sebou vytváří elektrickou kapacitu a vodivé spojení flíčků prokovem a zemnicí plochou indukčnost. Vytváří se tak paralelní rezonanční obvod se soustředěnými parametry, který při určitém kmitočtu představuje velmi vysokou impedanci. Proto se těmito strukturám říká také struktury s vysokou povrchovou impedancí – *High Impedance electromagnetic Surfaces* (HIS).

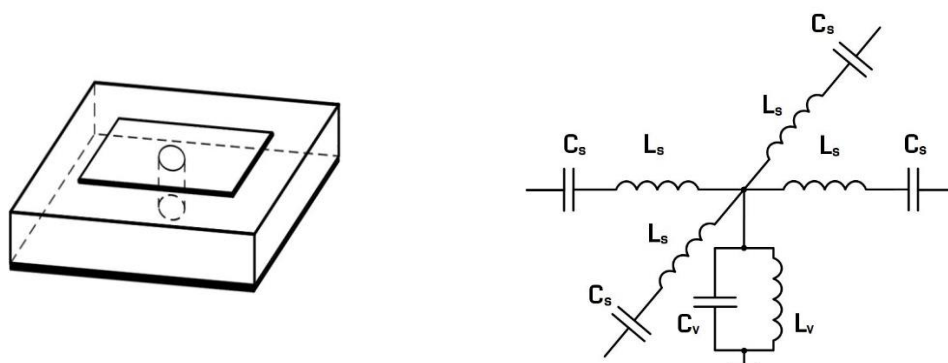


Obr. 41: Hříbková struktura pohled ze shora (vlevo), řež strukturou (vpravo).

### 3.3 Návrh hříbkové struktury

V této kapitole bude vysvětlen návrh hříbkové struktury a získání dispersního diagramu modální analýzou v programu CST MWS. Cílem je nalezení optimálních hodnot parametrů  $ap$ ,  $b$ ,  $h$  a  $R$  buňky struktury pro požadované zádržné pásmo 10 GHz. Uvažovaným materiálem je Arlon 25N s  $\epsilon_r = 3,38$ ,  $\tan \delta = 0,003$  o tloušťce  $t_s = 0,762$  mm. Výsledkem správně navržené struktury je potlačení šíření elektromagnetických vln na rozhraní vodič - vzduch.

Pokud je splněna podmínka, že flíčky struktury jsou ve srovnání s pracovní vlnovou délkou malé, struktura lze popsat pomocí modelu soustředných parametrů kondenzátorů a cívek. Jedná se model složený ze sítě paralelních rezonančních LC obvodů, jak je zřejmé z Obr. 42.



Obr. 42: Elementární buňka EBG struktury (vlevo) ekvivalentní LC obvod (vpravo).

Díky tomuto ekvivalentnímu modelu je možné vyvodit návrh struktury dle následujících vztahů [26]:

$$C = \frac{b \epsilon_0 (1 + \epsilon_r)}{\pi} \cosh^{-1} \left( \frac{ap}{(ap - b)} \right), \quad (28)$$

$$L_s = \mu_0 t_s, \quad (29)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (30)$$

$$L_v = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[ t_s \ln \left( \frac{t_s + \sqrt{R^2 + t_s^2}}{R} \right) + \frac{3}{2} \left( R - \sqrt{R^2 + t_s^2} \right) \right] \quad (31)$$

Přičemž  $C_s$  je kapacita mezi jednotlivými flíčky,  $L_s$  indukčnost flíčku,  $L_v$  indukčnost prokovu. Pro skutečný návrh jsou ovšem vztahy vyplývající z ekvivalentního modelu nejsou příliš přesné. Přímé návrhové vzorce pro získání parametrů hříbkové struktury ovšem nejsou. V publikacích se objevují pouze doporučené rozměry pro počáteční návrh [22]. Jiné publikace doporučují začít návrh  $ap = \lambda/2$  a dále pokračovat podle stejného odhadu. Jako materiál lze navrhnout substrát s nižší hodnotu  $\varepsilon_r$  a s tloušťkou  $h$  nabízenou výrobcem. Počáteční odhady rozměrů jsou uvedeny v následující Tab. 9.

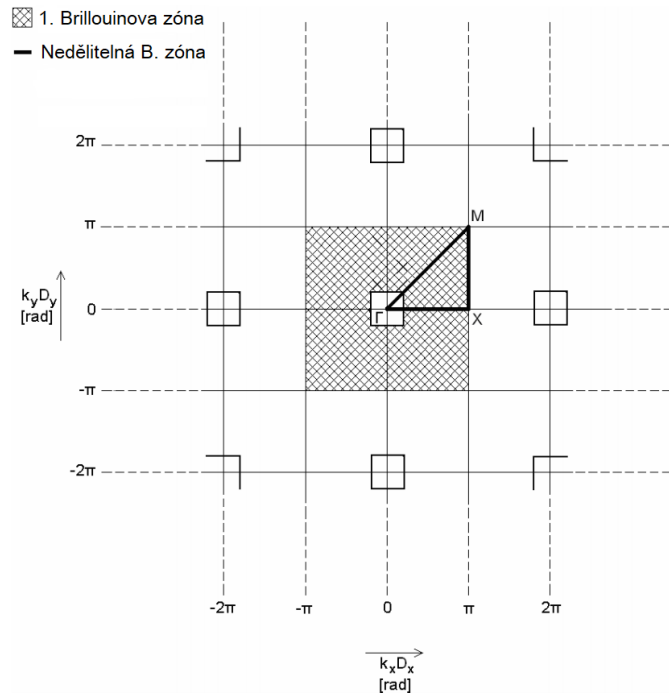
Tab. 9: Doporučený počáteční návrh EBG buňky [22].

| Parametr | Definiční obor           |
|----------|--------------------------|
| $ap$     | <5,0 mm; 10 mm>          |
| $b$      | <0,75 $ap$ ; 0,95 $ap$ > |
| $R$      | <0,6 mm; 0,8 mm; 1,0 mm> |

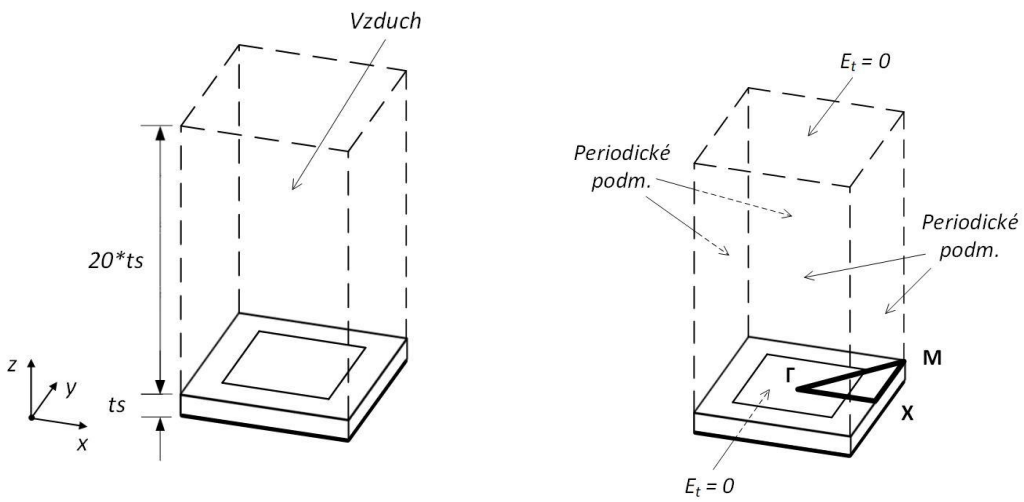
Dvourozměrné periodické struktury lze plně popsat analýzou jedné elementární buňky EBG struktury. Elementární buňka má hranice definované tzv. první Brillouinovou zónou. Definuje se také hranice nedělitelné Brillouinovy zóny s body symetrie  $\Gamma$ , X, M pro dvourozměrnou periodickou plochu, kde  $\Gamma$  označuje centrální bod Brillouinovy zóny, X střed strany a M krajní bod strany buňky. Zóna a její body jsou vyznačeny v Obr. 43.

Efektivní způsob, jak zjistit frekvenci zádržného pásma povrchových vln a získat rozměry struktury, je využití modální analýzy. Pomocí Eigenmode solveru CST MWS je možné získat pro vhodně nastavené podmínky elementární buňky tzv. disperzní diagram, Obr. 45. Povrchové vlny se šíří v rovnoběžném směru s rovinou dvourozměrné periodického povrchu. Analýza určuje rezonanční kmitočty šířené vlny podle hranic nedělitelné Brillouinovy zóny  $\Gamma$ , X, M. Disperzní diagram graficky znázorňuje rezonance povrchových vln v úsecích  $\Gamma - X$ ;  $X - M$ ;  $M - \Gamma$  pro vlnu TM0 a TE1.

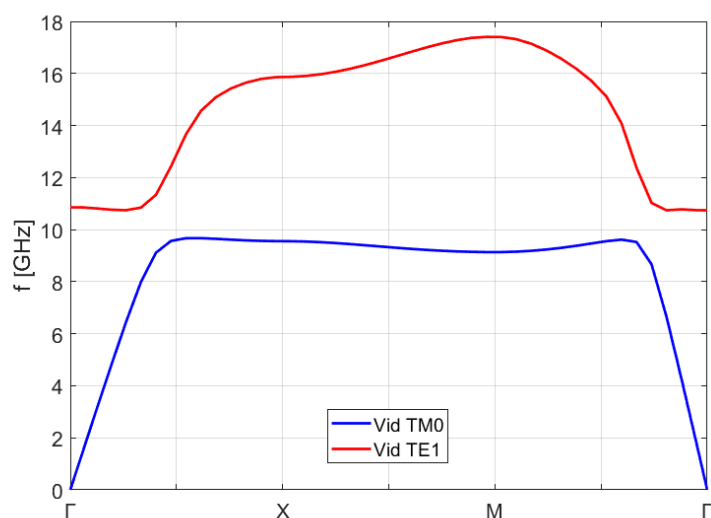
Analyzovaná buňka EBG struktury musí mít na bočních stranách (roviny  $xz$  a  $yz$ ) aplikovány periodické okrajové podmínky, Obr. 44 (vpravo). Pro spodní stěnu modelu (rovina  $xy$ ) je nastavena okrajová podmínka dokonalého elektrického vodiče PEC ( $E_t = 0$ ). Přestože se nad povrchem struktury obvykle nachází volný prostor, Eigenmode solver CSW MWS nepodporuje otevřené struktury. Proto i pro horní stěnu (rovina  $xy$ ) definujeme okrajovou podmínku PEC. Intenzita povrchových vln je soustředěna v objemu struktury, resp. v prostoru nad strukturou. Musí být tedy určena výška sloupce vakua nad elementární buňkou. Ta se volí mezi  $10 \cdot t_s$  až  $20 \cdot t_s$  [27], [28], kde  $t_s$  je výška substrátu. Počítačový model buňky hříbkové struktury je na Obr. 44 (vlevo).



Obr. 43: První Brillouinova zóna a hranice nedělitelné Brillouinovy zóny [22].



Obr. 44: Model elementární buňky (vlevo) nastavení okrajových podmínek pro dispenční analýzu (vpravo).



Obr. 45: Dispersní diagram EBG struktury.

Modelováním jedné buňky EBG struktury s periodickými okrajovými podmínkami byl získán disperzní diagram zobrazený na Obr. 45. Zádržné pásmo hříbkové struktury je odečítáno podle světelné čáry (*light line*). Rozměry použité EBG struktury jsou v Tab. 10 a její zádržné pásmo odpovídá 9,7–11GHz. Velký vliv na šířku pásma má rozměr flíčku  $b$  a průměr prokovu  $R$ . Simulacemi bylo zjištěno, že snížením průměru prokovu  $R$  se snižuje šířka zádržného pásma.

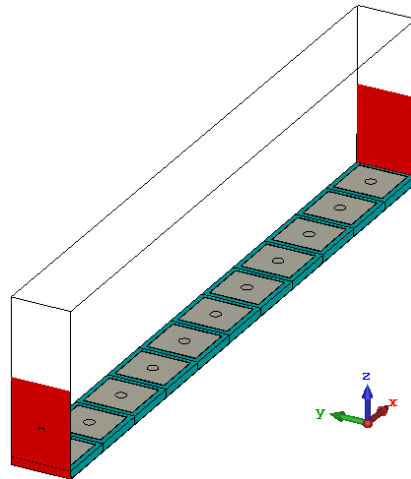
Tab. 10: Rozměry hříbkové struktury vyplývající z modální analýzy.

| $ap$ [mm] | $b$ [mm] | $R$ [mm] | $h$ [mm] | $\epsilon_r$ |
|-----------|----------|----------|----------|--------------|
| 5,73      | 4,75     | 1        | 0,762    | 3,38         |

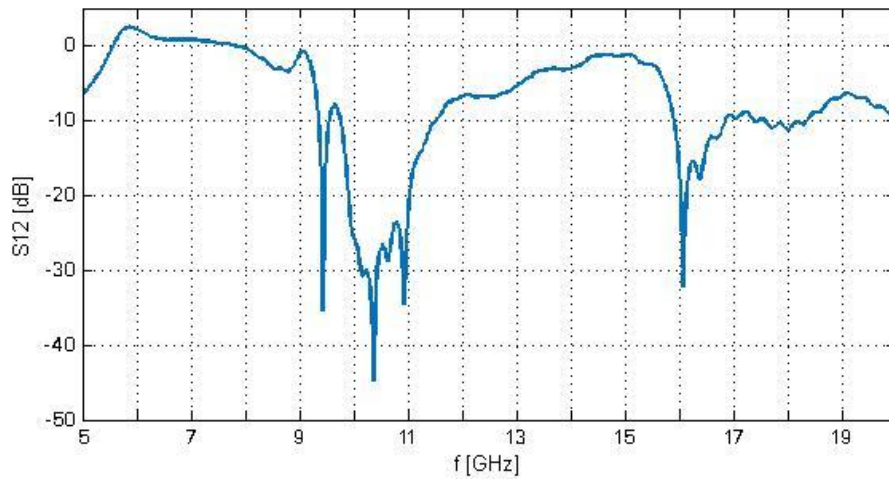
### 3.4 Metody pro ověření zádržného pásma

Po ověření, že struktura skutečně vytváří zádržné elektromagnetické pásmo na požadovaném kmitočtu, je možné vytvořit tzv. semi-infinitivní model EBG struktury. Semi-infinitivní model se skládá z deseti až dvaceti elementárních buněk. Návrh takového modelu v programu CST MWS je znázorněn na Obr. 46. Důležité při simulacích je správné nastavení okrajových podmínek. Pro vyšetření šíření vln TE jsou stěny  $yz$  (z Obr. 46) definovány podmínkou  $H_t = 0$ . Spodní stěna v rovině  $xy$  potom jako  $E_t = 0$  a vrchní stěna podmínkou *open* (*add space*). Pro TM vlny jsou stěny  $yz$  definovány podmínkou  $E_t = 0$  stejně jako spodní stěna v rovině  $xy$ . Vrchní stěna je definována opět podmínkou *open* (*add space*).

Na Obr. 47 vidíme přechodovou charakteristiku  $S_{12}$  EBG struktury. V charakteristice jsou zahrnuty obě vlny. Můžeme si všimnout toho, že přibližně do frekvence 9,2 GHz se šíří TE vlna od 11 GHz TM vlna. To potvrzuje zádržné pásmo struktury, které jsme výše určili z disperzního diagramu.

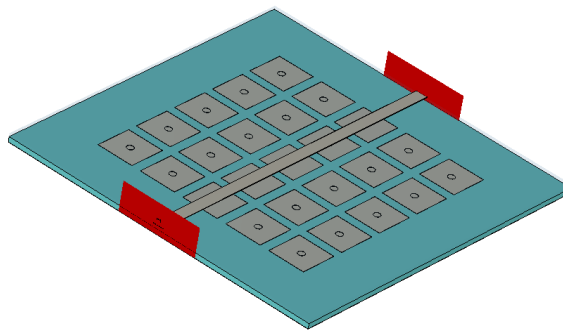


Obr. 46: Semi-infinitivní model EBG struktury pro analýzu zádržného pásma: (a) model, (b) okrajové podmínky modelu.



Obr. 47: Přechodová charakteristika EBG struktury.

Další metodou pro ověření správnosti návrhu může být metoda suspendovaného mikropásku na Obr. 48. Je používána pro experimentálním měření zádržného pásma pomocí přechodové charakteristiky  $S_{12}$ . Dalšími experimentálními metodami je metoda asymetrického mikropásku nebo nekonečně krátký dipól.



Obr. 48: Metoda suspendovaného mikropásku pro ověření zádržného pásma.

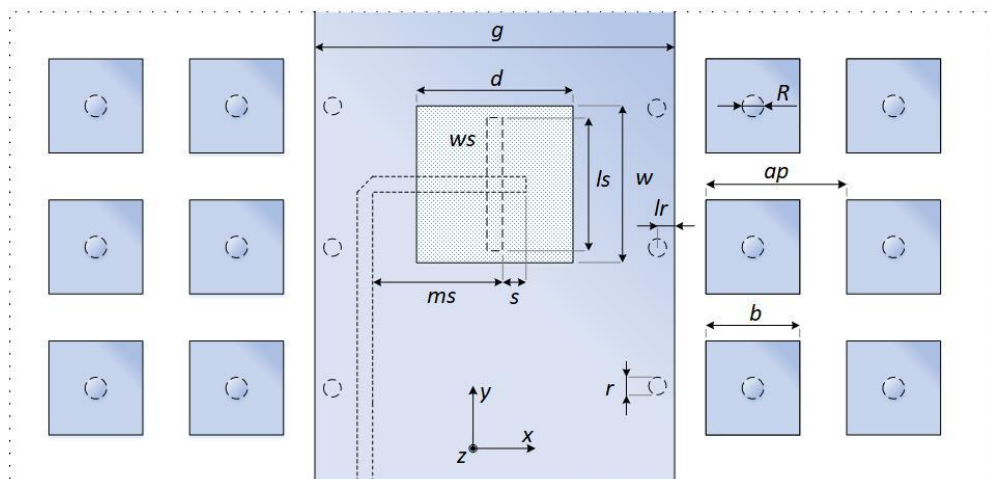
## 4 INTEGRACE DRA A EBG

Použití EBG struktur jako zemní roviny pro zlepšení vyzařovacích vlastností nízko-profilových patchových antén bylo prozkoumáno v množství prací [27], [28], [29]. Studií o využití EBG struktur pro potlačení povrchových vln DRA bylo publikováno velmi málo. Sloučení, těchto v mnoha ohledech, výhodných konstrukčních prvků, navrhli jako jedni z prvních Yacouba Coulibaly, a Tayeb A. Denidni [11]. Byl použit válcový dielektrický rezonátor s  $\epsilon_r = 31,5$  o poloměru 15 mm a výšce 10,5 mm, obklopený EBG strukturou složenou z kovových uzemněných kroužků. Tuto strukturu s 1D periodicitou nazvali *Cylindrical Electromagnetic Crystal Substrate*, někdy uváděno také pod názvem *Circular mushroom-like structure*. Základní mód  $HEM_{11\delta}$  byl excitován zapuštěnou koaxiální sondou ve vzdálenosti 11 mm od středu válce. Anténa byla laděna na frekvenci 2,25 GHz. Zisk díky struktuře stoupl o 3 dB.

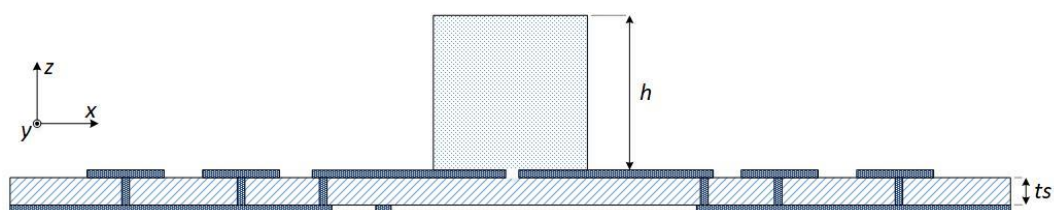
Další návrh CDRA obklopené EBG substrátem představili v práci [30] Mu'ath J. Al-Hasan, Tayeb A. Denidni, a A. R. Sebak. Pro tento účel použili CDRA, okolo které spočívá tzv. CP-EBG struktura (*circular patch EBG*). Jedná se o kruhové flíčky prokovené na zem. Anténa byla navržena na rezonanční frekvenci 60 GHz z čehož plynou také její malé rozměry. Měřením CDRA obklopené CP-EBG strukturou dokázalo výrazné zlepšení vyzařovací charakteristiky antény a zvýšení zisku až na 8.6 dBi. Oproti referenční anténě, CDRA na běžné zemní rovině, jejíž zisk byl měřen mezi 4.9 až 5.2 dBi, to je růst o 3.2 dB. Dále je dosaženo potlačení zpětného vyzařování.

Obě práce dokazují, že je skutečně možné využít EBG substrátu pro vylepšení parametrů DRA. Za účelem zvýšení zisku je doposud nejvíce používaná metoda buzení vyšších módů. Výhodou této techniky je její konstrukční jednoduchost. Vyžaduje však větší rozměry DR než pro základní mód. Navíc navrhované techniky pracující v režimu vyšších módů poskytují užší provozní šířku pásma než základní mód. Je tedy vhodné využít EBG strukturu i z tohoto hlediska.

Vliv povrchových vln je daleko významnější v E-rovině (rovina  $zx$ ), proto byla struktura maticově rozmístěna v této rovině v počtu  $7 \times 13$  buněk ( $x \times y$ ) v každé polorovině. Aby bylo možné integrovat EBG strukturu a DRA napájenou šterbinou s mikropáskovým přívodem, bylo potřeba vyřešit propojení zemní plochy EBG struktury a DR, a to tak, aby nebyl ovlivněn přívodní mikropásek. Pro DRA pracující v základním módu byl tedy navržen pás zemní plochy z vrchní strany desky o šířce  $g = 40$  mm, a ten vodivě spojen s dvěma zeměmi na spodní straně desky. Prokovy spojující obě zemní plochy jsou od sebe vzdáleny  $vg = 6$  mm a jejich průměr  $r = 0,6$  mm. Kvůli výrobním požadavkům byly tyto průchodky umístěny ve vzdálenosti  $lr = 0,7$  mm od kraje vrchní zemní desky ke středu prokovu. Stejně tak na druhé straně desky. Velikost buňky  $ap \times ap = 5,73$  mm a flíčku  $b \times b = 4,75$  mm a průměr vodivé průchodky  $R = 1$  mm byly objasněny v předchozí kapitole 3.3. Integrací EBG struktury v prostoru E-roviny se znemožní přímé mikropáskové vedení, proto musí být použit ohyb se zkosením, jak již bylo popsáno v kapitole 2.4. Struktura je navržena pro substrát Arlon 25N s  $\epsilon_r = 3,15$  a tloušťkou  $t_s = 0,762$  mm. Rozměry napájecí šterbiny  $l_s$ ,  $w_s$  a přizpůsobovacího pahýlu  $s$  byly ponechány tak, jak jsou uvedeny pro DRA s konvenční zemní plochou. Způsob, jakým byly obě komponenty integrovány na jednu zemní plochu, je zřejmý z Obr. 49 a Obr. 50.



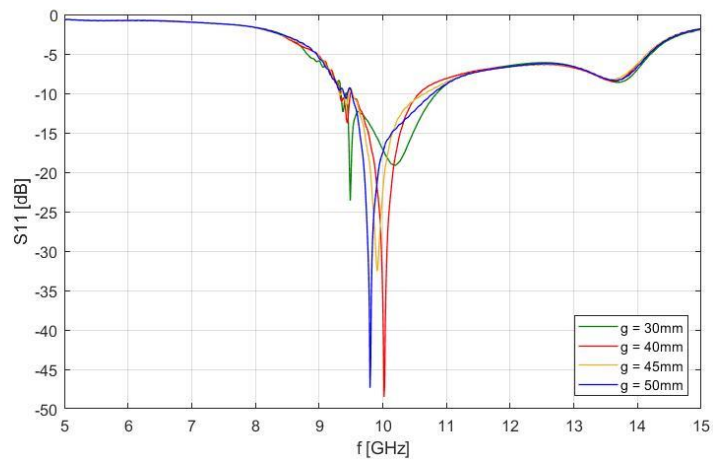
Obr. 49: Detail integrace DRA s EBG pohled shora.



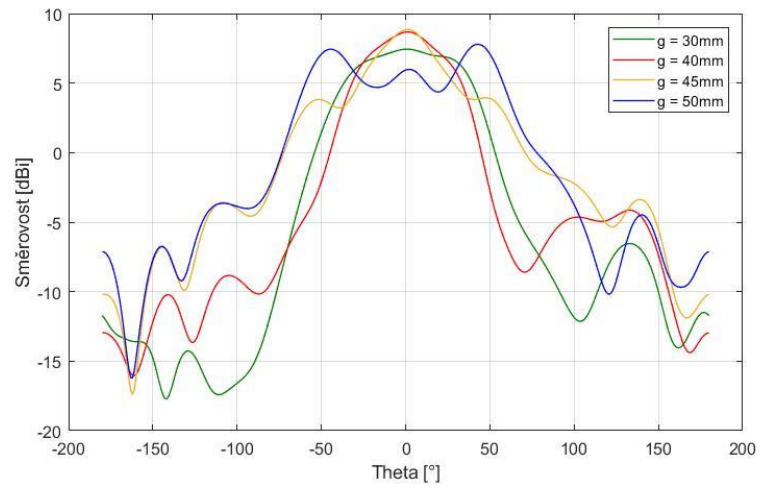
Obr. 50: Detail integrace DRA s EBG pohled v řezu  $xz$ .

## 4.1 Parametr $g$

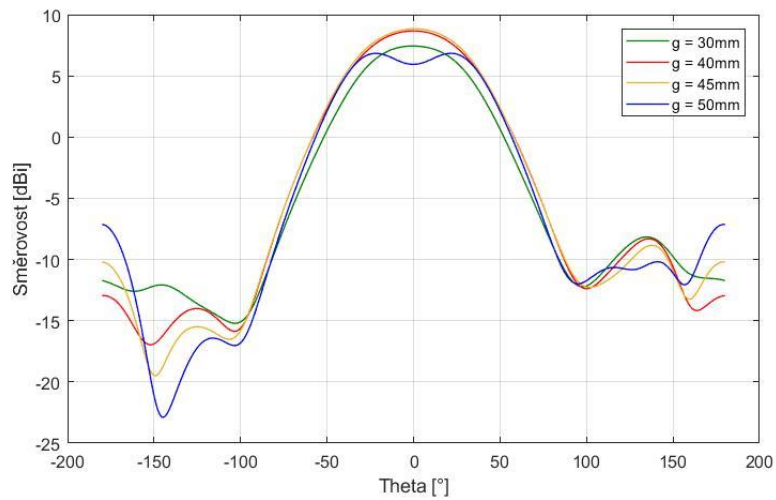
Parametr  $g = 40 \text{ mm}$  byl zvolen u všech antén jako kompromis mezi úrovní hlavního vyzařovacího svazku a postranních laloků. Maximální zisk antény a úroveň postranních laloků se zvyšují s rostoucím  $g$  od 30 do 45 mm. Téměř úplné potlačení postranních laloků docílíme šířkou vodivého pásu  $g = \lambda_0 = 30 \text{ mm}$ . Pro maximální zisk volíme  $g = 1,5\lambda_0 = 45 \text{ mm}$ . Šířka vrchní zemnicí plochy byla parametricky analyzována pro  $g = 30; 40; 45$  a  $50 \text{ mm}$ . Výsledky simulací S-parametru, vyzařovací charakteristiky pro E-rovinu a H-rovinu jsou porovnány na Obr. 51 až Obr. 53 pro základní mód. Vliv parametru je způsoben šířením povrchové vlny na vrchní zemnicí ploše. Tento jev je popsán pro konvenční zemnicí plochu v kapitole 2.6. Podle této teorie je nejvyšší možné dosažení zisku při  $g = 43,5 \text{ mm}$ , což odpovídá polovině rozměru konvenční zemnicí plochy při první interferenci vln přímých a difrakčních povrchových.



Obr. 51: Modul činitele odrazu  $S_{11}$  pro různé šířky zemnicí plochy  $g$  pro  $TE_{111}$ .

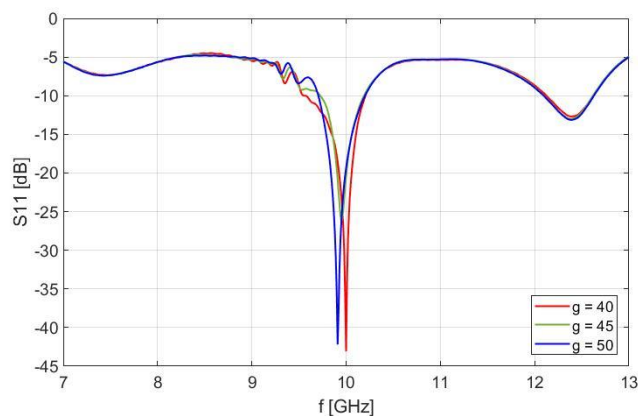


Obr. 52: Vliv šířky vrchní zemnicí plochy  $g$  na vyzářovací charakteristiku v E-rovině pro  $TE_{111}$ .

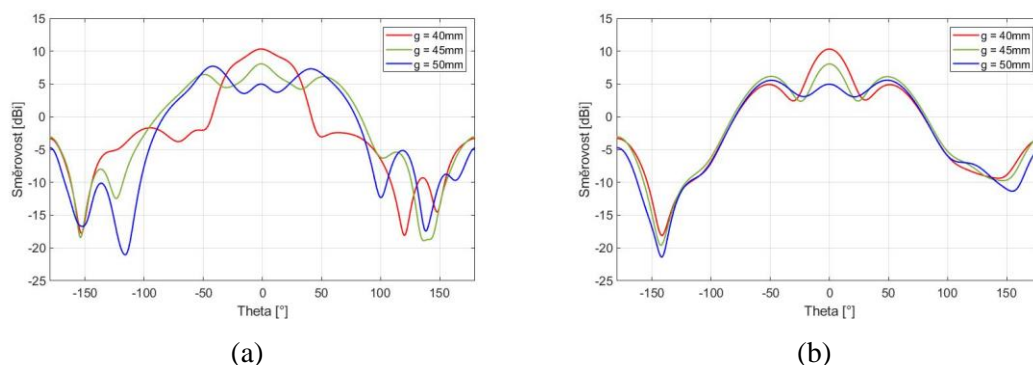


Obr. 53: Vliv šířky vrchní zemnicí plochy  $g$  na vyzářovací charakteristiku v H-rovině  $TE_{111}$ .

Vliv vrchní zemnicí plochy má i v případě  $TE_{131}$  velký vliv na dosažené vyzářovací vlastnosti antény. Porovnání konfigurací se zemními rovinami o rozměrech  $g = 40$ ;  $45$ ;  $50$  mm jsou porovnány na následujících Obr. 54 vliv na modul činitele odrazu  $S_{11}$  a Obr. 55 vliv na vyzářovací charakteristiky v hlavních rovinách. Nejlepší vlastí je dosaženo při rozměru  $g = 40$  mm.



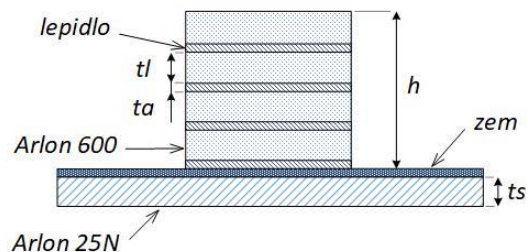
Obr. 54: Modul činitele odrazu  $S_{11}$  pro různé šířky zemnicí plochy  $g$  pro  $TE_{131}$ .



Obr. 55: Vliv šířky vrchní zemnicí plochy  $g$  na vyzářovací charakteristiky: (a) v E-rovině, (b) v rovině H pro  $TE_{131}$ .

## 5 VÝROBA A MĚŘENÍ

Zemní deska s EBG strukturou je vyrobena běžnou výrobou plošných spojů s prokvy. Dielektrické rezonátory se vyrábí převážně z materiálů na bázi keramiky. Pro experimentální pokusy a výrobu prototypů je vhodné využít mikrovlnný substrát s nízkými dielektrickými ztráty a nízkou relativní permitivitou. Takovým materiálem může být například Arlon 600. Tloušťka použitého substrátu je  $t_1 = 1,524$  mm. Pro rezonátor pracující v základním módu bylo zapotřebí čtyř vrstev substrátu. Jednotlivé vrstvy byly slepeny oboustrannou páskou o tloušťce  $t_a \approx 50$   $\mu$ m. Nákres s jednotlivými rozměry je uveden na Obr. 56. Finální rozměry DR pro buzení základního vidu  $d = w = 7,6$  mm a  $h = 6,1$  mm byly docíleny za použití velmi jemného brusného papíru. Stejný postup byl použit také u rezonátoru pro vyšší vid. Rozměry vyrobených rezonátorů jsou přehledně uvedeny v Tab. 11.



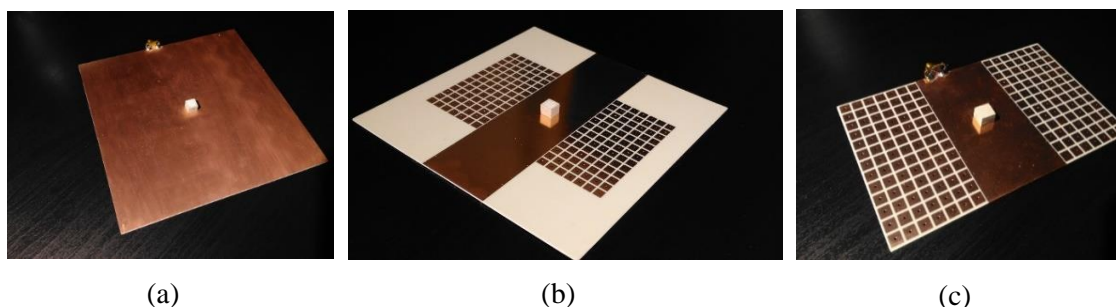
Obr. 56: Výrobní detail dielektrického rezonátoru.

Dielektrický kvádr byl následně umístěn nad napájecí aperturu. Při měření modulu činitele odrazu za použití vektorového analyzátoru – *Vector Network Analyzer* (VNA) byl rezonátor vycentrován do ideální polohy nad štěrbinou a poté přilepen. Nutné je zde podotknout, že při měření modulu činitele odrazu samostatných desek bez DR, nebyly v měřeném frekvenčním rozsahu (7-13 GHz) zaznamenány žádné rezonance.

Tab. 11: Rozměry dielektrických rezonátorů pro vid  $TE_{111}$ ,  $TE_{113}$  a  $TE_{131}$ .

|            | $h$ [mm] | $d$ [mm] | $w$ [mm] |
|------------|----------|----------|----------|
| $TE_{111}$ | 6,1      | 7,6      | 7,6      |
| $TE_{113}$ | 17,1     | 7,8      | 7,8      |
| $TE_{131}$ | 6,5      | 10       | 24,5     |

## 5.1 $TE_{111}^y$



Obr. 57: Vyrobené antény pracující v základním módu  $TE_{111}$ : (a) s konvenční zemní plochou, (b) s EBG strukturou (c), s EBG strukturou a redukovánými rozměry zemní plochy.

Byly vyrobeny dvě konfigurace zemních desek. Konvenční zemní deska s celistvou zemní plochou o rozměrech  $a \times a = 147$  mm a deska s EBG strukturou s totožnými rozměry. Ta byla po změření S-parametru ostřížena na minimální potřebný rozměr 120,2 x 74,5 mm. Fotografie konvenční DRA, DRA s EBG strukturou a DRA s EBG a redukovánými rozměry zemní plochy jsou v tomto pořadí na Obr. 57 (a), (b), (c).

Na Obr. 58 (a) můžeme sledovat porovnání modulu činitele odrazu simulovaných antén s EBG a bez EBG struktury. Rezonanční frekvence obou antén je blízká 10 GHz. Struktura EBG tedy rezonanci příliš neovlivní. Přibližně na  $f = 13$  GHz je patrná další

rezonance. Jedná se o vybuzení vidu vyššího řádu. Na vyšších frekvencích se dají předpokládat další vidy vyšších řádů. Například vid  $TE_{113}$  v tomtéž rezonátoru se budí podle Eigenmode solveru na  $f_0 = 17$  GHz. Podle časové analýzy CST MWS je buzení přibližně na  $f_0 = 18,5$  GHz.

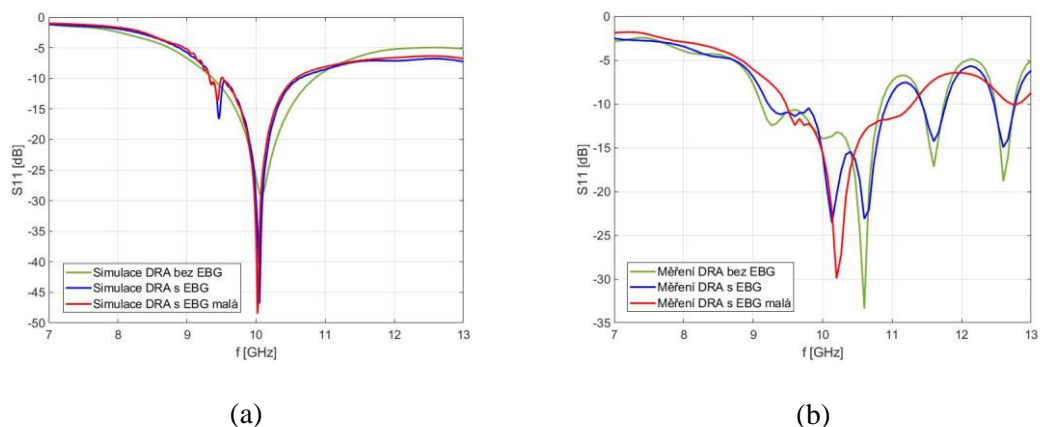
Významný je v modulu činitele odrazu pro anténu s EBG substrátem pokles na 9,5 GHz (viz Obr. 58). Je to projev zádržné struktury, resp. rozměru flíčku  $b$ . Například pro  $b = 5$  mm je toto minimum na 9,2 GHz, pro  $b = 4,5$  mm na 10 GHz. Na Obr. 58 je minimum na 9,5 GHz pro parametr  $b = 4,75$  mm.

Nejlépe z měření modulu činitele odrazu  $S_{11}$  vyšla anténa s EBG strukturou a redukovanými rozměry (anténa z Obr. 57 (c)). Jak je vidět z Obr. 58 rezonanční frekvence této antény je  $f_0 = 10,15$  GHz, což odpovídá chybě 1,5 % od požadované frekvence. Přičemž impedanční šířka pásma pro pokles o 10 dB je  $BW = 17$  %. Rezonanční frekvence antény s EBG a s původním rozměrem zemnicí plochy (Obr. 57 (b)) je  $f_0 = 10,1$  GHz, ovšem objevuje se rezonance také na 10,6 GHz. Měřená rezonanční frekvence konvenční DRA (anténa z Obr. 57 (a)) je  $f_0 = 10,55$  GHz. Všechny vyrobené antény jsou pro  $f = 10$  GHz impedančně přizpůsobeny na -14dB až -16dB.

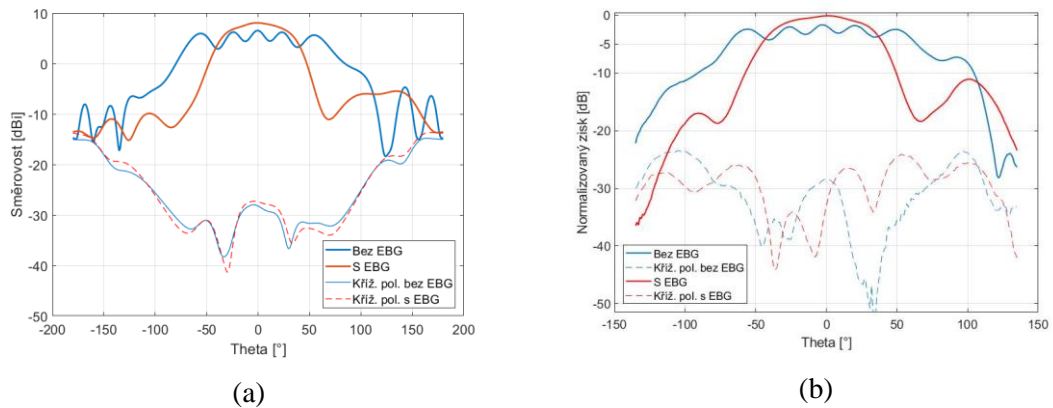
U antén s velkou zemnicí deskou z Obr. 57 (a) a (b) byly změřeny rezonance na frekvenci 11,6 a 12,6 GHz, jak ukazuje Obr. 58 (b). Simulacemi však tyto rezonance nebyly zaznamenány. Pravděpodobně jde o vybuzení módů vyšších řádů.

Při určování impedanční šířky pásma nesmíme zapomenout na frekvenční pásmo EBG struktury. Samostatně vyrobena a měřena nebyla, proto musíme vycházet ze simulací, kde je šířka zádržného pásma určena pro 9,7 – 11 GHz.

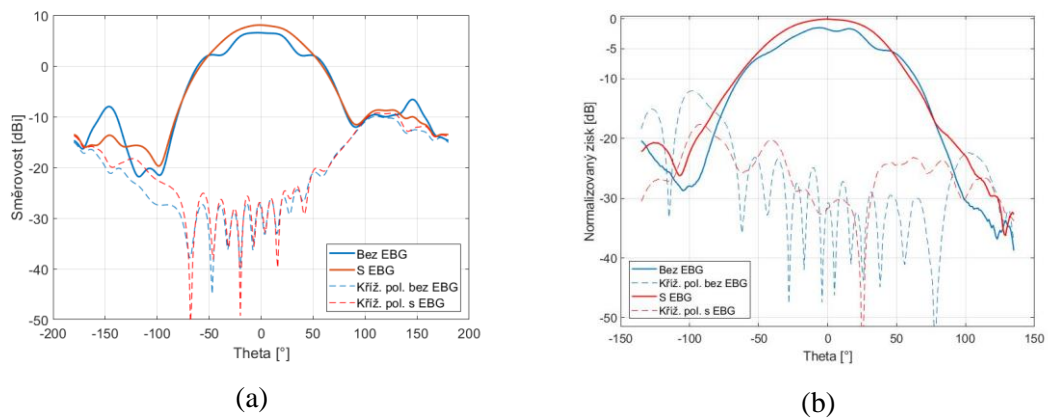
Odchylky simulovaných a měřených rezonančních frekvencí jsou způsobeny lepidlem mezi jednotlivými vrstvami substrátu Arlon 600, z kterých je rezonátor zkonstruován. Největší měrou se však na chybě podílí první vrstva lepidla spojující DR s deskou. S tímto požadavkem souvisí i fakt, že spodní strana rezonátoru musí co nejlépe přiléhat k desce. Je tedy potřeba hladký a rovný povrch spodní strany DR. Důležitým faktorem je přesné vycentrování DR nad štěrbinu. Tyto nepřesnosti mají obecně vliv, jak na rezonanční frekvenci  $f_0$ , tak na impedanční přizpůsobení antén.



Obr. 58: Porovnání měřených DRA pracujících s modem  $TE_{111}$ : (a) simulace, (b) měření.



Obr. 59: Porovnání vyzářovacích charakteristik  $TE_{111}$  v rovině E (a), simulace (b) měření.

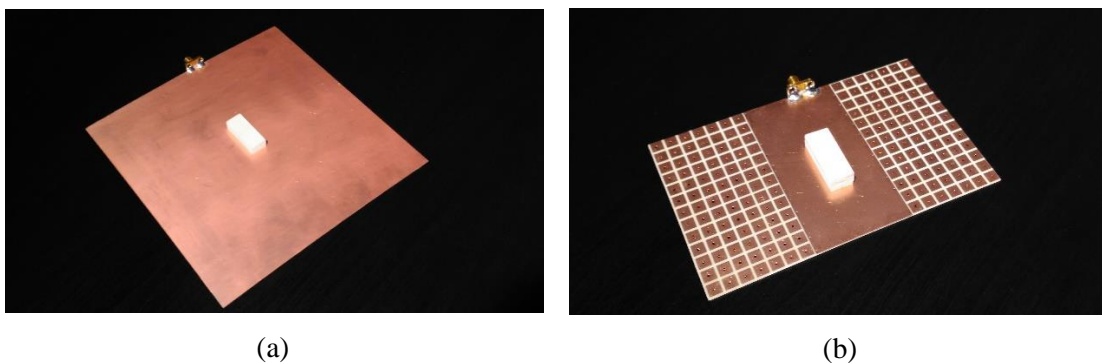


Obr. 60: Porovnání vyzářovacích charakteristik  $TE_{111}$  v rovině H: (a) simulace  $f = 10$  GHz, (b) měření  $f = 10$  GHz.

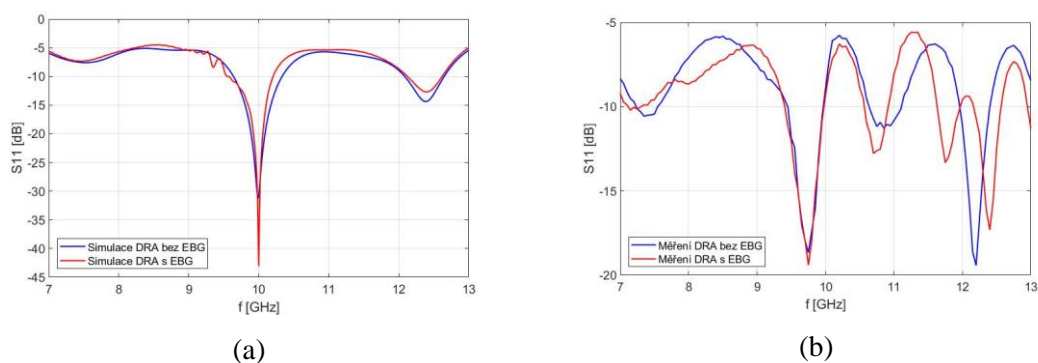
## 5.2 $TE_{131}^y$

Podobně jako u předchozích antén byly i pro rezonátory pracující s vyššími vidy vyrobeny dvě konfigurace zemních desek, a to jednodílná zemní deska a deska s redukovánými rozměry a EBG strukturou. Oproti předchozí konvenční desce byla snížena velikost na  $a = 142$  mm To proto, aby bylo dosaženo druhé konstruktivní interference. Anténa  $TE_{131}$  s EBG strukturou má stejný redukováný rozměr  $120,2 \times 74,5$  mm jako DRA s EBG se základním módem. Další úpravou u obou zemních desek prošla napájecí apertura a přizpůsobovací pahýl. Ostatní zůstalo zachováno. Fotografie DRA pracující s módem  $TE_{131}$  s konvenční zemí a s EBG strukturou jsou na Obr. 61 (a) a (b). Obě antény byly simulovány a poté vyrobeny a změřen modul činitele odrazu  $S_{11}$  Obr. 62, vyzářovací charakteristika v rovině E Obr. 63 a v rovině H Obr. 64. V simulacích se podařilo antény impedančně přizpůsobit na  $-30$  dB pro DRA s EBG a  $-44$  dB pro anténu s EBG strukturou při  $f_0 = 10$  GHz. To se bohužel nepodařilo u skutečných antén, u kterých byla změřena rezonanční frekvence  $f_0 = 9,8$  GHz. Na této

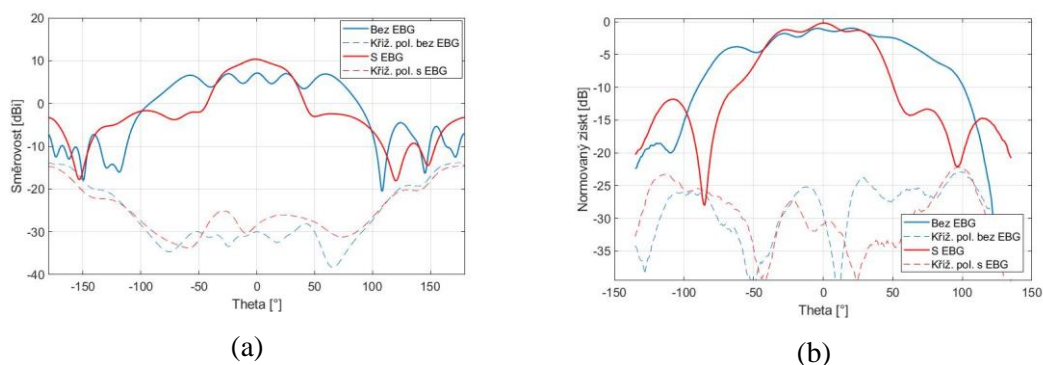
frekvenci jsou obě antény přizpůsobené přibližně na  $-18$  dB. Impedanční šířka pásma je pro obě vyrobené konfigurace opět stejná  $BW = 5,5$  %. Frekvenční pásmo při odečtu  $10$  dB je  $9,4$  až  $9,95$  GHz. Proto byla zvoleno změřit vyzařovací charakteristiky pro přizpůsobené antény na  $9,8$  GHz. Důsledkem toho, se vyzařovací charakteristika v E rovině mírně rozštěpila a v H-rovině se snížila úroveň hlavního svazku. Při simulace antén zvýšila struktura EBG zisk o  $3$  dB.



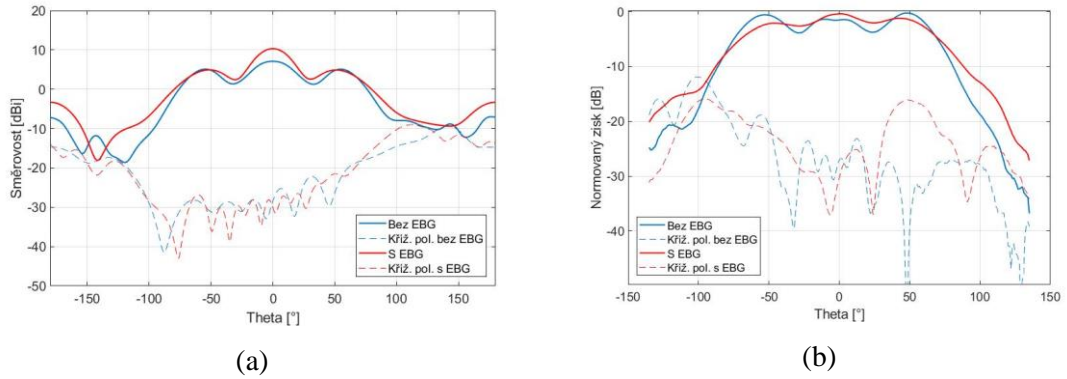
Obr. 61: Vyrobené DRA pracující s videm  $TE_{131}$ : (a) s konvenční zemí, (b) s EBG strukturou.



Obr. 62: Modul činitele odrazu  $S_{11}$ : (a) simulace, (b) měření.



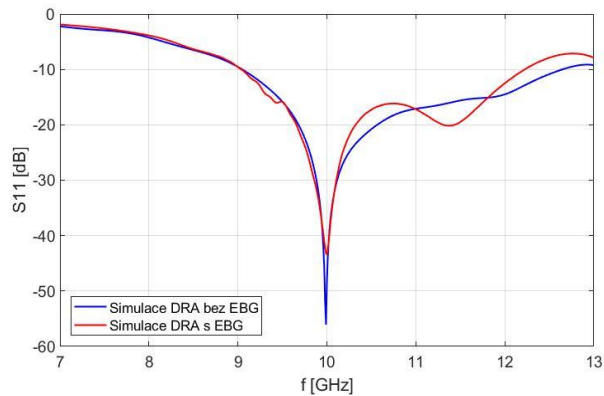
Obr. 63: Porovnání vyzařovacích charakteristik  $TE_{131}$ .v rovině E: (a) simulace  $f = 10$  GHz, (b) měření  $f = 9,8$  GHz.



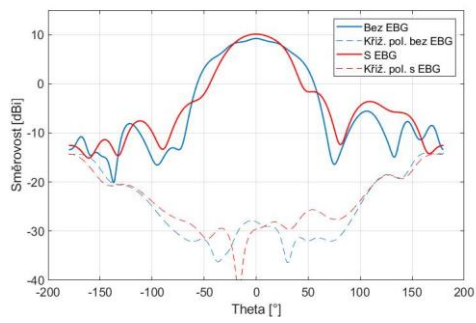
Obr. 64: Porovnání vyzářovacích charakteristik  $TE_{131}$  v rovině H: (a) simulace  $f = 10$  GHz, (b) měření  $f = 9,8$  GHz.

### 5.3 $TE_{113}^y$

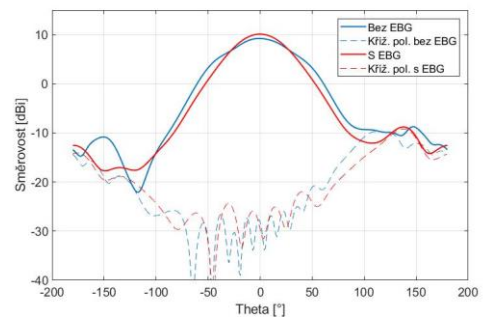
Anténa s módem  $TE_{113}$  byla navržena, simulována, vyrobena a změřena, a to jak s konvenční zemnicí plochou, tak s EBG strukturou. Pro tuto anténu jsou ale uvedeny pouze výsledky simulací. Důvodem je naměření neočekávaných hodnot, a po zvážení nebyly zahrnuty do práce. Simulace modulu činitele odrazu na Obr. 65 ukazují přizpůsobení antény na  $f_0 = 10$  GHz. Impedanční šířka pásma při odečtu 10 dB více jak 30 %. Důvodem tohoto širokého pásma je blízký mód vyššího řádu  $TE_{115}$  na  $f_0 = 11,4$  GHz. Vliv EBG struktury je zřejmý na zúženém vyzářovacím svazku v E rovině na Obr. 66 (a). Mírné zúžení svazku vyzářovací charakteristiky je poznat i v H rovině. Struktura zajistila mírné zvýšení zisku o 0,9dB.



Obr. 65: Modul činitele odrazu  $S_{11}$  módu  $TE_{113}$ .



(a)



(b)

Obr. 66: Porovnání vyzářovacích charakteristik  $TE_{113}$  bez EBG substrátu a se substrátem při  $f_0 = 10$  GHz : (a) v rovině E, (b) v rovině H simulace.

## 6 ZÁVĚR

Práce se zaměřuje na studii dielektrických kvádrových rezonátorových antén s lineární polarizací a na zvyšování zisku a směrovosti pomocí buzení vidů vyšších řádů v anténním elementu. Popisuje vhodnou napájecí soustavu DRA. Shrnuje také další možnosti zvyšování zisku a směrovosti a navrhuje čtenáři ke studii těchto metod. Pozornost je věnována teorii EBG na bázi hříbkové struktury, která by vhodně doplnila DRA se základním módem a DRA s módy vyšších řádů a zlepšila vyzařovací vlastnosti antén

Dnešní tendence v komunikačních sítích je zvyšování frekvenčních pásem. Vlivem vodivostních ztrát však klesají účinnosti konvenčních kovových antén. Tento jev nemá na dielektrické rezonátorové antény žádný dopad, a proto jsou stále více zkoumány a vyvíjeny. Jejich dalšími přednostmi jsou dosahované šířky pásma, velké výkonové zatížení, vysoké vyzařovací účinnosti, mnoho způsobů napájení nebo přijatelná velikost.

Rozměry modelů DR budící vidy TE byly navrženy nejprve analyticky a poté pomocí modální analýzy Eigenmode solveru v CST MWS. Ty poté byly ještě laděny v časové analýze CST MWS do požadované rezonance. Simulovaná DRA pracující v základním módu  $TE_{1\delta 1}^y$  na rezonanční frekvenci 10 GHz dosáhla směrovosti  $D = 6,5$  dBi. Podobně vysokých hodnot dosahovali i ostatní DRA, což potvrzuje jejich výhodnou vlastnost.

Buzení vidů vyšších řádů v DRA má podle teorie za následek zvyšování zisku. To potvrdily také simulace DRA pracující s módy  $TE_{131}^y$  a  $TE_{113}^y$ , kde dosahovali hodnot  $D = 7,2$  dBi a  $D = 9,2$  dBi v tomto pořadí. Přičemž vyzařovací svazek byl ovlivněn povrchovými vlnami a byl tak rozštěpen.

Proto byl navržena EBG struktura pro potlačení povrchových vln. Je rozebrána návrhová metoda struktury a určeno zádržné pásmo disperzním diagramem. To bylo ověřeno metodou semi-infinitivní modelu a potvrzeno tak zádržné pásmo EBG struktury na 9,7 až 11 GHz. Tato metoda je vhodná k eliminaci interferencí přímé a difrakční vlny a postranních a zpětných laloků vytvářených povrchovými vlnami.

Byla popsána nová metoda integrující EBG strukturu do DRA. Rozšíření DRA o hříbkovou strukturu přineslo vylepšení vyzařovacích vlastností, a to především zúžení vyzařovacího svazku  $\Theta_{3E} = \pm 35^\circ$ , nižší úroveň postranních laloků a vyšší směrovost  $D = 8,7$  dBi pro DRA pracující v základním módu. Z dosažených výsledků je zřejmé, že využití EBG struktury v oblasti lineárně polarizovaných dielektrických rezonátorových antén je velmi perspektivní, protože dochází k dramatickému zlepšení vyzařovací charakteristiky v rovině E antény.

Excitování módů vyšších řádů má pozitivní vliv na směrovost antény. To opět dokazují simulace. DRA s módy vyšších řádů byly použity také v kombinaci s EBG strukturou. Simulace DRA se zádržnou strukturou s videm  $TE_{131}^y$  dosáhli směrovosti  $D = 10,3$  dBi. Bylo dosaženo zúžení vyzařovacího svazku v E-rovině  $\Theta_{3E} = \pm 30^\circ$ . DRA budící vid  $TE_{113}^y$  dosahovala v simulacích směrovosti  $D = 10,1$  dBi. Také u tohoto vidu byl snížen vyzařovací svazek v rovině E na  $\Theta_{3E} = \pm 27^\circ$ .

Také DRA s módy vyšších řádů obklopené EBG strukturou v rovině E byly vyrobeny a měřeny. Výroba DR však vyžaduje velké přesnosti. Velký vliv při výrobě DRA má lepidlo mezi jednotlivými vrstvami substrátů, z kterých byly DR vyráběny.

Největší měrou se nepřesnostech podílí první vrstva lepidla spojující DR s deskou. Důležitým faktorem je přesné vycentrování DR nad šěrbinu. Tyto nepřesnosti mají obecně vliv, jak na rezonanční frekvenci  $f_0$ , tak na impedanční přizpůsobení antén. Vzhledem k tomu, že DRA nebyly vyrobeny přesně nebylo možné měřením ověřit simulační předpoklady u DRA s videm  $TE_{113}$ .

# LITERATURA

- [1] RICHTMYER, R. D. Dielectric Resonators. *Journal of Applied Physics*. 1939, **10**(6), 391-398. DOI: 10.1063/1.1707320. ISSN 0021-8979. Dostupné také z: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.1707320>
- [2] LONG, S., M. MCALLISTER a LIANG SHEN. The resonant cylindrical dielectric cavity antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 1983, **31**(3), 406-412. DOI: 10.1109/TAP.1983.1143080. ISSN 0096-1973. Dostupné také z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1143080/>
- [3] LUK, Kwai-Man a Kwok-Wa LEUNG. *Dielectric resonator antennas*. Baldock: Research Studies Press, 2003. ISBN 08-638-0263-X.
- [4] *Arlon Materials for Electronics [online katalogový list]. 1003-R5. © 2000 [cit. 25.4.2018]. Dostupné z: [http://www.ctsind.com/pdf/AR1000\\_AR600.pdf](http://www.ctsind.com/pdf/AR1000_AR600.pdf). b.r.*
- [5] *Arlon Materials for Electronics [online katalogový list]. 0201-R3. © 2001 [cit. 17.4.2018]. Dostupné z: <http://www.integratedtest.com/products/pcb-fabrication/laminates/Arlon25n.pdf>. b.r.*
- [6] *Everything RF [online]. 2016 [cit. 2018-05-10]. Dostupné z: <https://www.everythingrf.com/rf-calculators/microstrip-mitred-bend-calculator>*
- [7] PETOSA, Aldo. *Dielectric resonator antenna handbook*. Boston: Artech House, 2007. ISBN 15-969-3206-6.
- [8] NASIMUDDIN, a K.P. ESSELLE. Antennas with dielectric resonators and surface mounted short horns for high gain and large bandwidth. *IET Microwaves, Antennas & Propagation* [online]. 2007, **1**(3), 723- [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1049/iet-map:20060120. ISSN 17518725. Dostupné z: [http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-map\\_20060120](http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-map_20060120)
- [9] COULIBALY, Y., M. NEDIL, I. BEN MABROUK, L. TALBI a T. A. DENIDNI. High gain rectangular dielectric resonator for broadband millimeter-waves underground communications. *2011 24th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)* [online]. IEEE, 2011, , 001088-001091 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/CCECE.2011.6030629. ISBN 978-1-4244-9788-1. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6030629/>
- [10] SIEVENPIPER, LIJUN ZHANG a BROAS. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *In IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. b.r.

- [11] DENIBNI, Tayeb A. Hybrid dielectric resonator antenna with circular mushroom-like structure for gain improvement. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2009, **57**(4), 1043-1049.
- [12] PETOSA, Aldo a Soulideth THIRAKOUNE. Rectangular Dielectric Resonator Antennas With Enhanced Gain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2011, **59**(4), 1385-1389 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/TAP.2011.2109690. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5706359/>
- [13] MRNKA, Michal a Zbynek RAIDA. Linearly polarized high gain rectangular dielectric resonator antenna. *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)* [online]. IEEE, 2016, , 1-4 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/EuCAP.2016.7481588. ISBN 978-8-8907-0186-3. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7481588/>
- [14] MRNKA, Michal a Zbynek RAIDA. Enhanced-Gain Dielectric Resonator Antenna Based on the Combination of Higher-Order Modes. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* [online]. 2016, **15**, 710-713 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/LAWP.2015.2470099. ISSN 1536-1225. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7210178/>
- [15] ALMPANIS, G., C. FUMEAUX a R. VAHLDIECK. Novel Broadband Dielectric Resonator Antennas Fed Through Double-Bowtie-Slot Excitation Scheme. *ACES JOURNAL*. 2007, **22**(1), 97-104.
- [16] BIN LI, a KWOK WA LEUNG. Strip-fed rectangular dielectric resonator antennas with/without a parasitic patch. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2005, **53**(7), 2200-2207 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/TAP.2005.850745. ISSN 0018-926X. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1461544/>
- [17] MRNKA, Michal. *Gain Improvement of Higher Order Mode Dielectric Resonator Antenna by Thin Air Gap* [online]. Graz: 2016 International Conference on Broadband Communications for Next Generation Networks and Multimedia Applications (CoBCom), 2016 [cit. 2018-05-15]. ISBN 978-1-5090-2270-0. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7593494/>
- [18] KATARE, Kranti Kumar, Abhishek SHARMA a Animesh BISWAS. Dielectric resonator based pattern reconfigurable antenna. *2016 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)* [online]. IEEE, 2016, , 1-4 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/APMC.2016.7931469. ISBN 978-1-5090-1592-4. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/7931469/>
- [19] SHAHADAN, Nor Hidayu, Mohd Haizal JAMALUDDIN, Muhammad Ramlee KAMARUDIN, Yoshihide YAMADA, Mohsen KHALILY, Muzammil JUSOH a Samsul Haimi DAHLAN. Steerable Higher Order Mode Dielectric Resonator Antenna With Parasitic Elements for 5G Applications. *IEEE Access* [online]. 2017, **5**, 22234-22243 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2760924. ISSN 2169-3536. Dostupné z:

<http://ieeexplore.ieee.org/document/8066300/>

- [20] LIU, Bei-Jia, Jing-Hui QIU, Chun-Long WANG a Guo-Qiang LI. Pattern-Reconfigurable Cylindrical Dielectric Resonator Antenna Based on Parasitic Elements. *IEEE Access* [online]. 2017, **5**, 25584-25590 [cit. 2018-05-15]. DOI: 10.1109/ACCESS.2017.2771296. ISSN 2169-3536. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/8104958/>
- [21] KEYROUZ, S. a D. CARATELLI. Dielectric Resonator Antennas: Basic Concepts, Design Guidelines, and Recent Developments at Millimeter-Wave Frequencies. *International Journal of Antennas and Propagation*. 2016, **2016**, 1-20. DOI: 10.1155/2016/6075680. ISSN 1687-5869. Dostupné také z: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2016/6075680/>
- [22] RAIDA, Zbyněk. *Mikrovlnné struktury z netradičních materiálů*. V Brně: Vysoké učení technické, 2011. ISBN 978-80-214-4419-5.
- [23] HARVEY, A.F. Periodic and Guiding Structures at Microwave Frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. 1960, **8**(1), 30-61 [cit. 2018-05-16]. DOI: 10.1109/TMTT.1960.1124658. ISSN 0018-9480. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1124658/>
- [24] YABLONOVITCH, E., T. J. GMITTER, R. D. MEADE, A. M. RAPPE, K. D. BROMMER a J. D. JOANNOPOULOS. Donor and acceptor modes in photonic band structure. *Physical Review Letters* [online]. 1991, **67**(24), 3380-3383 [cit. 2018-05-16]. DOI: 10.1103/PhysRevLett.67.3380. ISSN 0031-9007. Dostupné z: <https://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.67.3380>
- [25] PETER, Kovacs a Urbanec TOMÁŠ. Electromagnetic Band Gap Structures: Practical Tips and Advice for Antenna Engineers. *Radioengineering* [online]. 2012, **21**(1), 414-421 [cit. 2018-05-1]. ISSN 1805-9600. Dostupné z: [https://www.radioeng.cz/fulltexts/2012/12\\_01\\_0414\\_0421.pdf](https://www.radioeng.cz/fulltexts/2012/12_01_0414_0421.pdf)
- [26] NGUYEN, Tai Thanh, Dong-Ju KIM a Seung-Han KIM. Design of a Wideband Mushroomlike Electromagnetic Bandgap Structure with Magneto-Dielectric Substrate. *The 6th International Conference on Information Technology and Applications (ICITA 2009)*. 2009, , 6.
- [27] PÍTRA, Kamil. *(Sub)Millimeter-wave antennas*. Brno, 2014. Doktorská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [28] KOVÁCS, Petr. *Design and optimalization of electromagnetic band gap structures*. Brno, 2010. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií.
- [29] YANG, Fan a Yahya. RAHMAT-SAMII. *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*. 1. New York: Cambridge University Press, 2009. ISBN 978-0-521-88991-9.
- [30] AL-HASAN, Mu'ath J., Tayeb A. DENIDNI a Abdel Razik SEBAK. Millimeter-Wave EBG-Based Aperture-Coupled Dielectric Resonator

Antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* [online]. 2013, **61**(8), 4354-4357 [cit. 2018-03-29]. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6515326/>

# SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

|               |   |
|---------------|---|
| $f_0$         | Rezonanční frekvence [Hz]   |
| $\lambda_0$   | Vlnová délka ve volném prostoru [m]   |
| $c$           | Rychlost světla [m/s]   |
| $D$           | Směrovost antény [dBi]  |
| $G$           | Realizovaný zisk antény [dBi] (vztaženo k izotropnímu zářiči)                     |
| $\mu$         | Účinnost antény   |
| $\epsilon_r$  | Relativní permitivita   |
| $\tan \delta$ | Ztrátový činitel  |
| $S_{11}$      | Činitel odrazu [dB]   |
| $Q$           | Činitel jakosti   |
| $BW$          | Šířka pásma antény [f]  |
| DR            | Dielectric Resonator, dielektrický rezonátor                                      |
| DRA           | Dielectric Resonator Antenna, dielektrická rezonátorová anténa                    |
| RDRA          | Rectangular Dielectric Resonator Antenna, kvádrová DRA                            |
| DWM           | Dielectric Waveguide Model, vlnododový model                                      |
| LP            | Linear Polarization, lineární polarizace  |
| EBG           | Electromagnetic Band-Gap, elektromagnetické zádržné pásmo                         |
| TM            | Transverse Magnetic, Transversálně magnetická vlna                                |
| TE            | Transverse Electric, Transversálně elektrická vlna                                |
| TEM           | Transverse electromagnetic  |
| HEM           | Hybrid Electromagnetic Mode   |
| PEC           | Perfect Electric Conductor, Perfektní elektrický vodič                            |
| PMC           | Perfect Magnetic Conductor, Perfektní magnetický vodič                            |
| HIS           | High Impedance electromagnetic Surfaces, Struktury s vysokou povrchovou impedancí |
| SIW           | Substrate Integrated Waveguide, integrovaný vlnododem do substrátu                |