

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PLANÁRNÍ ANTÉNA NA EBG SUBSTRÁTU

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

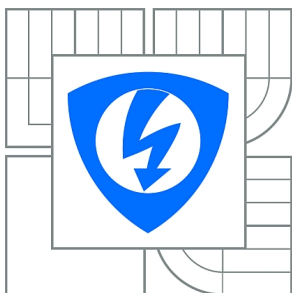
Bc. TOMÁŠ CEPEK

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ**

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

PLANÁRNÍ ANTÉNA NA EBG SUBSTRÁTU

PATCH ANTENNA WITH EBG SUBSTRATE

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

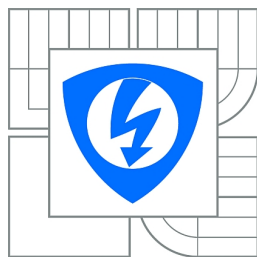
Bc. TOMÁŠ CEPEK

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. VLADIMÍR HEBELKA

BRNO 2014



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Tomáš Cepek

ID: 106390

Ročník: 2

Akademický rok: 2013/2014

NÁZEV TÉMATU:

Planární anténa na EBG substrátu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s konstrukcí antén na EBG substrátu a jejich parametry. Antény navzájem porovnejte a vyberte vhodnou anténu pro realizaci. Vybranou anténu namodelujte ve vhodných programech a výsledky porovnejte.

Anténu optimalizujte z hlediska co nejlepšího impedančního přizpůsobení v pracovním pásmu a vhodného tvaru vyzařovacího diagramu. Optimalizovanou anténu vyrobte a porovnejte výsledky měření se simulacemi.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] BALANIS, A. C. Antenna Theory: Analysis and Design. 2nd ed. New York: J. Wiley & Sons, 1996.

[2] FOLAYAN, O., LANGLEY, R. Compact EBG antenna . First European Conference on Antennas and Propagation EuCAP. 2006, p. 6-10.

[3] DAN QU, SHAFAL, L. Wideband microstrip patch antenna with EBG substrates. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposiu. 2005, vol. 2, p. 594-597.

Termín zadání: 10.2.2014

Termín odevzdání: 23.5.2014

Vedoucí práce: Ing. Vladimír Hebelka

Konzultanti diplomové práce:

doc. 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 zákoníku č.40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Cílem práce je popsat chování EBG substrátu a posouzení jeho vlivu na některé typy antén a jednu z nich vybrat k realizaci. Práce se v první části zabývá popisem parametrů antén obecně, druhá část je věnována seznámením s EBG substrátem zejména na povrchu s vysokou impedancí (HIES). Třetí část se zabývá simulacemi mikropáskových antén s EBG substrátem a bez EBG substrátu. V posledních částech byla navržena a optimalizována anténa s použitím superstrátu.

KLÍČOVÁ SLOVA

EBG, rozptylový diagram, povrchová vlna, povrchová impedance

ABSTRACT

The aim of the thesis is to describe EBG substrate and exminate his influence on some types of antennas and choose one of them for realization. In first part this thesis describes the paramaeters of antenna in generall, in the second part is dedicated to introduction with EBG substrate mainly on the surface with the high impedance (HIES). The third part deals with the simulations of microstrip patch antennas with EBG substrate and without EBG substrate. In the last parts was designed and optimized antenna using superstrate.

KEYWORDS

EBG, dispersion diagram, surface wave, surface impedance

Cepek, Tomáš. *Planární anténa na EBG substrátu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2014. 77 s., 1 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: ing. Vladimír Hebelka.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Planární anténa na EBG substrátu jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujícího 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 ing. Vladimíru Hebelkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

Seznam obrázků	vi
Seznam tabulek	ix
Úvod	1
1 PARAMETRY ANTÉN	2
1.1 Směrová charakteristika.....	2
1.2 Směrovost antény.....	3
1.3 Účinnost antény	3
1.4 Zisk antény.....	3
1.5 Polarizace antény	4
1.6 Vstupní impedance antény.....	5
1.7 Šířka pásma antény	6
2 EBG struktura	7
2.1 EBG a metamateriály.....	7
2.2 Rozdělení EBG struktur.....	8
2.3 Materiály s vysokou povrchovou impedancí	9
2.4 EBG superstrát.....	9
2.5 Periodická metoda přenosového vedení	10
2.6 Parametry EBG struktury a její návrh.....	12
3 Výpočetní metody použitých programů	18
3.1 Metoda konečných diferencí v časové oblasti (FDTD).....	18
3.2 Metoda konečných prvků (FEM).....	22
4 Optimalizační metody	25
4.1 Optimalizační metody CST microwave studia	25
5 Vybrané Typy antén na ebg substrátu	30
5.1 Širokopásmová mikropásková planární anténa	30
5.2 Obdélníková mikropásková planární anténa.....	33
5.3 Anténa s povrchovou vlnou s napájením v patchi (PFSWA)	35

6	NÁVRH A SIMULACE ANTÉNY	39
6.1	Návrh mikropáskové antény	39
6.2	Návrh EBG struktury	43
6.3	Anténa s EBG superstrátem	48
6.4	Porovnání výsledků a vlivu EBG superstrátu	52
6.5	Anténa s EBG strukturou 4x4	54
7	Simulace v ansoft hfss	56
7.1	Nastavení	56
7.2	Výsledky analýzy a porovnání s výsledky v CST MWS.....	57
8	Realizace a měření	60
9	Závěr	62
	Literatura	63
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	65
	Příloha: fotografie realizované struktury	66

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1: Směrová charakteristika antény [1].	2
Obr. 1.2: a.) Rotace vlny b.) Polarizační elipsa [1]	5
Obr. 1.3: Náhradní obvod pro vstupní impedanci antény	5
Obr. 2.1: Rozhraní dvou materiálů s pozitivní a negativní permitivitou a permeabilitou	7
Obr. 2.2: Princip zádržného pásma	8
Obr. 2.3: Příklady EBG struktur a.) Trojrozměrná EBG struktura b.) Dvojměrná EBG struktura c.) Jednorozměrná EBG struktura [4]	8
Obr. 2.4 Rezonanční dutina Farby-Perotova rezonátoru tvořená částečně odrazivou plochou	10
Obr. 2.5: Periodická metoda přenosového vedení [4]	11
Obr. 2.6: Rozptylový diagram pro povrchové vlny hříbkové struktury [19]	12
Obr. 2.7 Průběh činitele přenosu 1D EBG struktury s defektem a bez defektu [23]	13
Obr. 2.8 a.) 1D-EBG materiál b.) 1D-EBG s defektem c.) 1D-EBG reálná struktura	13
Obr. 2.9: Geometrické uspořádání a parametry EBG struktury[4]	14
Obr. 2.10 a.) Nastavení elementární buňky pro zjištění činitele přenosu b.) okrajové podmínky převzato [23]	15
Obr. 2.11 a.) Nastavení elementární buňky pro zjištění činitele odrazu b.) okrajové podmínky převzato [23]	16
Obr. 2.12: Náhradní model EBG houbičkové struktury	17
Obr. 2.13 Náhradní model elementární EBG buňky pro mushroom strukturu převzato [23]	17
Obr. 3.1 Buňka prostorové diskretizační sítě FDTD v kartézské souřadné soustavě [24]	21
Obr. 3.2 Diskretizační síť pro konečné prvky [24]	23
Obr. 4.1 Optimalizační metody využívající CST microwave studio [25]	26
Obr. 4.2 Princip Powellovy metody	26
Obr. 4.3 Trojúhelník složený z hledaných funkčních hodnot x_n	28
Obr. 5.1: Geometrie 2D EBG struktury – zem 60x60mm [3]	30
Obr. 5.2 Geometrické parametry mikropáskové antény bez EBG substrátu	31
Obr. 5.3: Geometrické parametry mikropáskové antény na EBG substrátu	31
Obr.5.4: Činitel odrazu mikropáskové antény a.) s EBG substrátem b.) bez EBG substrátu	32

Obr.5.5: Směrové charakteristiky antény v rovině XZ a.) s EBG substrátem b.) bez EBG substrátu	32
Obr. 5.6: Směrové charakteristiky antény v rovině YZ a.) s EBG substrátem b.) bez EBG substrátu	32
Obr. 5.7: Geometrické parametry EBG struktury použité jako zemní deska	33
Obr. 5.8 Geometrické parametry mikropáskové antény	34
Obr.5.9: Činitel odrazu a.) bez EBG struktury na zemní ploše b.) s EBG strukturou na zemní ploše	34
Obr.5.10: Směrové charakteristiky v rovině XZ antény a.) s EBG zemní plochou b.) bez zemní EBG plochy	35
Obr.5.11: Směrové charakteristiky antény v rovině YZ a.) s EBG zemní plochy b.) bez EBG zemní plochy	35
Obr. 5.12: Geometrické rozměry antény s povrchovou vlnou s napájením v patchi.....	36
Obr. 5.13: Směrová charakteristika antény s povrchovou vlnou napájenou v patchi.....	37
Obr. 5.14: Průběh činitele odrazu při různé změně poloměru patche r_2	37
Obr. 6.1 Rozměr kruhového mikropáskového patche pohled shora.....	40
Obr. 6.2 Model vytvořené antény v CST microwave studiu	40
Obr. 6.3 Průběh činitele odrazu pro nepřizpůsobenou anténu.....	41
Obr. 6.4 Průběh činitele odrazu pro různou polohu koaxiálního napájení	41
Obr. 6.5 Činitel odrazu pro různý rozměr kruhového patche	42
Obr. 6.6 Průběh činitele odrazu pro $a = 7,75\text{mm}$ a $X = 2$	42
Obr. 6.7 Směrová charakteristika antény v Kartézských souřadnicích v rovině X-Z	43
Obr. 6.8 Směrová charakteristika antény v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z	43
Obr. 6.9 Rozměry elementární buňky EBG substrátu	44
Obr. 6.10 Nastavení okrajových podmínek pro testování činitele přenosu S_{21}	45
Obr. 6.11 Kmitočtový průběh činitele přenosu navrhované EBG struktury	45
Obr. 6.12 Rozložení elektrického pole při a.) první rezonanci b.) druhé rezonanci.....	46
Obr. 6.13 Rozložení magnetického pole při a.) první rezonanci b.) druhé rezonanci	46
Obr. 6.14 Nastavení okrajových podmínek pro testování činitele odrazu.....	47
Obr. 6.15 Průběh fáze koeficientu odrazu	47
Obr. 6.16 Kmitočtový průběh činitele odrazu navrhované EBG struktury	47
Obr. 6.17 a.) Navržená EBG struktura a b.) výsledná anténa s EBG superstrátem.....	48
Obr. 6.18 Kmitočtová závislost průběhu činitele odrazu pro neoptimalizovanou anténu	49
Obr. 6.19 Směrová charakteristika antény se superstrátem v Kartézských souřadnicích v rovině X-Z.....	49

Obr. 6.20 Směrová charakteristika antény se superstrátem v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z.....	49
Obr. 6.21 Činitel odrazu pro anténu po optimalizaci parametrů a a X	50
Obr. 6.22 Výsledný činitel odrazu optimalizované antény.....	51
Obr. 6.23 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích a rovině X-Z	51
Obr. 6.24 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z	52
Obr. 6.25 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích v rovině X-Z	52
Obr. 6.26 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z	53
Obr. 6.27 Průběh činitele odrazu struktury 4x4 při zachování původních rozměrů	54
Obr. 6.28 Směrová charakteristika antény pro 4x4 EBG strukturu v kartézských souřadnicích a rovině x-z	55
Obr. 6.29 Směrová charakteristika antény pro 4x4 EBG strukturu v kartézských souřadnicích v rovině y-z.....	55
Obr. 7.1 a.) Vytvoření model v programu Ansoft HFSS a b.) Nastavení vlnovodného portu	56
Obr. 7.2 Srovnání průběhů činitelů odrazu v CST a HFSS	57
Obr. 7.3 Srovnání směrových charakteristik v rovině X-Z v CST a HFSS.....	58
Obr. 7.4 Srovnání směrových charakteristik v rovině Y-Z v CST a HFSS.....	58
Obr. 7.5 Průběh činitele odrazu pro anténu s EBG strukturou 4x4	59
Obr. 8.1 Změřený průběh činitele odrazu pro vytvořenou anténu.....	60
Obr. 8.2 Porovnání průběhů činitele odrazu nasimulované antény se změřeným průběhem.....	61

SEZNAM TABULEK

Tab. 6.1 : Vstupní parametry pro optimalizaci EBG struktury :.....	48
Tab. 6.2: Výsledné parametry antény s EBG strukturou.....	53
Tab. 6.3: Dosažené výsledky antény s EBG strukturou a bez ní	53
Tab. 7.1: Srovnání simulovaných parametrů v CST MWS a Ansoft HFSS	58
Tab. 8.1: Srovnání simulovaných hodnot činitelů odrazu a měřením.....	60

ÚVOD

V minulosti se objevilo mnoho nových technologií, které popisují návrh antény, jedním z nich je návrh dle EBG („Electromagnetic Band Gap“) struktur. S příchodem EBG struktur se také objevili nové výzvy v oblasti vývoje antény, vyvstaly nové otázky a to jak dosáhnout lepšího rozvodu homogenního pole uvnitř obdélníkového vlnovodu nebo jak zvýšit zisk antény či její šířku pásma. Všechny tyto otázky a mnohé další lze vyřešit pomocí EBG struktur.

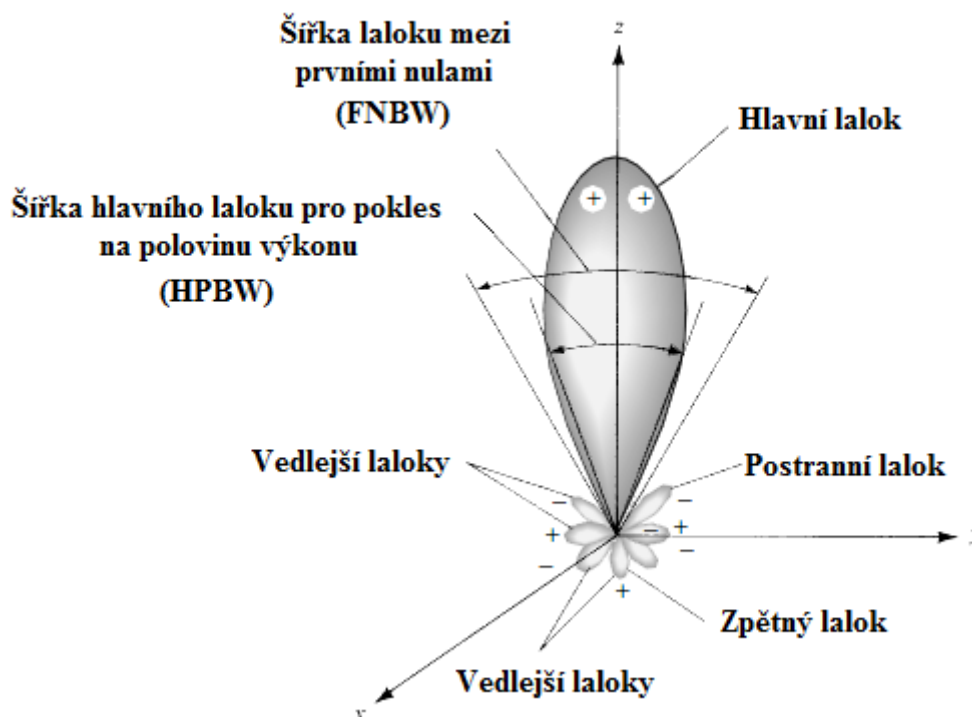
EBG struktury mají řadu výhod pro zlepšení parametrů antény. Pomocí technologie potlačovaných povrchových vln lze EBG struktury v kombinaci s anténami použít k zlepšení technických parametrů antény, zvýšit vyzářenou účinnost antény a potlačit odražené vlny. Různé druhy antén mohou být vylepšeny pomocí EBG struktury tak, že dojde k vytvoření vysokoimpedanční zemnicí plochy (HIP – „High Impedance Ground Planes“), ta je schopna potlačit povrchové vlny. Výzkum již pokročil tak daleko, že míří k vývoji EBG substrátů pracujících jako vícepásmové mobilní nebo bezdrátové aplikace pracujících na bázi HIP.

1 PARAMETRY ANTÉN

V následujících kapitolách jsou popsány důležité parametry antén.

1.1 Směrová charakteristika

Obecně směrová charakteristika je známa jako vyzařovací diagram popsáný matematickou funkcí prostorových souřadnic. Tato funkce potom znázorňuje vyzařovací vlastnosti antény. Na Obr. 1.1 je vidět směrová charakteristika antény, jež obsahuje následující parametry: Hlavní lalok (Major lobe), Vedlejší laloky (Minor lobes), Postranní lalok (Side lobe), Zpětný lalok (Back lobe), Šířka hlavního laloku pro pokles o polovinu výkonu (HPBW – half power beamwidth), Šířka laloku mezi prvními nulami (FNBW – first null beamwidth) [6].



Obr. 1.1: Směrová charakteristika antény [1].

Hlavní lalok je definován jako lalok s největší intenzitou elektrického pole ve směru záření, na Obr. 1.1 vychází hlavní lalok z bodu $[0,0,0]$. Některé antény mají více hlavních laloků. Šířka hlavního laloku je úhel ve stupních, při kterém dochází k poklesu výkonu na jednu polovinu hodnoty. Znaménka + a - ve směrovém diagramu značí relativní polarizace amplitudy laloků a mění se při každém průchodu nulou.

Vedlejší laloky jsou pro anténu nežádoucí a proto je třeba je minimalizovat. Úroveň postranních laloků se vyjadřuje jako poměr hustoty výkonu ve svazku k úrovni hlavního laloku. Tento poměr se nazývá jako poměr postranních laloků nebo úrovní

bočních laloků.[1]

1.2 Směrnost antény

Směrnost antény lze definovat jako poměr intenzity záření v daném směru k zprůměrované intenzitě záření ze všech směrů. Zprůměrovaná intenzita záření se vypočte jako celková energie, kterou vyzáří anténa děleno 4π . Čili směrnost lze vyjádřit následujícím vzorcem, jako referenční zářič se obvykle používá izotropní zářič [1]:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U_{\max}}{P_{\text{rad}}} [-], \quad (1.1)$$

kde D značí směrnost antény [-], U_0 vyjadřuje intenzitu záření izotropního zdroje [W/jedn. prostorový úhel], U představuje intenzitu záření [W/jedn. prostorový úhel], $U_{\max}$ [W/jedn. prostorový úhel] značí maximální intenzitu záření, P_{rad} [W] je výsledný vyzářený výkon

1.3 Účinnost antény

Celková účinnost antény zahrnuje ztráty nepřizpůsobením antény k napájecí (na jejím vstupu), ztráty vlivem konečné vodivosti kovů a ztrátám v dielektriku. Celkovou účinnost antény lze tedy vypočítat dle [6]:

$$\eta = \eta_r \eta_c \eta_d = \eta_r \eta_{cd} = \eta_{cd} (1 - |\rho|^2) [-], \quad (1.2)$$

kde η vyjadřuje celková účinnost antény [-], η_r popisuje účinnost odrazem [-], η_c značí účinnost vedení, η_d představuje dielektrickou účinnost, η_{cd} je vyzařovací účinnost antény, ρ prezentuje činitel odrazu na vstupu antény.

1.4 Zisk antény

Existuje několik verzí zisku antény, první z nich je *absolutní zisk*, ten lze definovat jako poměr výkonové hustoty v daném směru k intenzitě záření, která byla získána, jestliže výkon přijatý anténou byl vyzářen izotropně. Zisk se potom vypočítá jako intenzita záření korespondující s izotropně vyzářeným výkonem jako [1]:

$$G = 4\pi \frac{\text{Intezita zarení}}{\text{celkovy vstupni prijaty vykon}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_m} [-], \quad (1.3)$$

kde G je zisk antény, $U(\theta, \phi)$ je intenzita záření, P_m je celkový přijatý výkon.

Ve většině případů se používá definice *relativního zisku*. Ten se definuje jako poměr výkonu na vstupu bezeztrátové antény k výkonu na vstupu reálné antény za podmínky, že intenzita záření obou antén je v daném směru a vzdálenosti shodná.

Není-li směr specifikován, uvažuje se směr ve směru maxima záření antény. Zisk lze vypočítat z činitele směrovosti D a celkové účinnosti antény η , v tomto případě se zisk vypočte dle následujícího vzorce [6]:

$$G = \eta D [-] \quad (1.4)$$

Rovnice 1.4 charakterizuje zisk antény jako parametr účinnosti, jeho hodnota se vztahuje k určité referenční anténě. Při použití izotropní referenční antény se používají jednotky zisku dBi, při použití půlvlnného dipólu jsou použity jednotky dBd. Rozdíl mezi půlvlnným dipólem a izotropním zářičem činí 2,14 dB, tedy půlvlnný dipól má o 2,14 dB vyšší hodnotu zisku než izotropní zářič [14].

1.5 Polarizace antény

Polarizaci vyzářené vlny lze definovat jako vlastnost elektromagnetické vlny, která popisuje v čase měnící se směr a relativní velikost elektrického pole. Pro určení polarizace antény se používá průmět koncového bodu vektoru intenzity elektrického pole do roviny kolmé na směr šíření. Antény na vysílací i přijímací straně musí pracovat se stejnou polarizací [11].

Polarizaci lze rozdělit na :

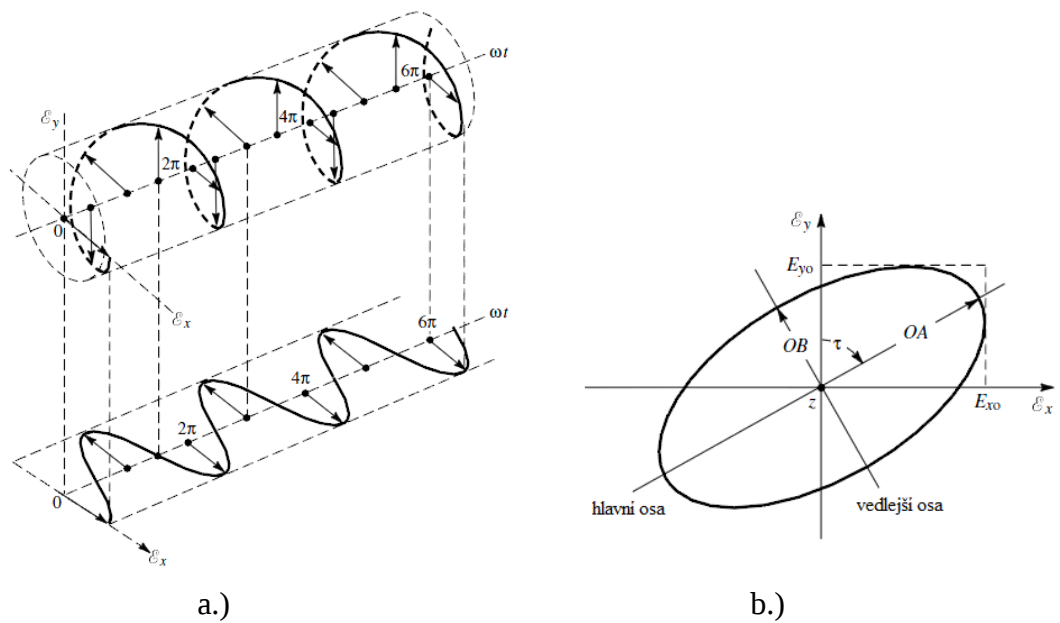
- *Lineární* – vektor intenzity elektrického pole v daném bodě má stále stejný směr během periody.
- *Kruhová* – vektor intenzity elektrického pole mění svůj směr během periody, okamžitá hodnota vektoru intenzity elektrického pole se mění po kružnici.

K určení polarizace se používá tzv. osový poměr (axial ratio) AR , ten se vypočítá dle [16]:

$$AR = \frac{E_{x0}}{E_{y0}} = \frac{OA}{OB} [-], \quad (1.5)$$

kde E_{x0} značí úroveň elektrické intenzity na ose x, E_{y0} popisuje úroveň elektrické intenzity na ose y, OA ukazuje velikost hlavní osy, OB ukazuje velikost vedlejší osy.

Poměr AR tedy určuje, jakou polarizaci konkrétní anténa používá, je-li AR rovno 0, jedná se o lineární polarizaci, je-li AR rovno 1, jedná se o kruhovou polarizaci, eliptická polarizace se vypočte jako poměr AR v rozmezí 0 až 1. Obr. 1.2 b ukazuje vektor vlny elektrického pole, z něhož je patrné, že se jedná o eliptickou polarizaci.

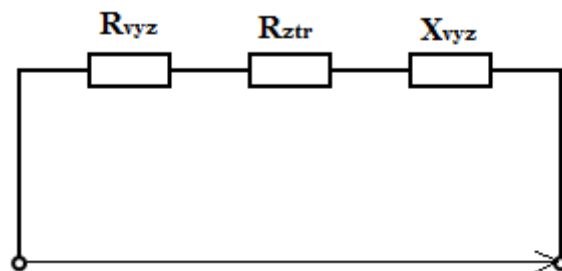


Obr. 1.2: a.) Rotace vlny b.) Polarizační elipsa [1]

1.6 Vstupní impedance antény

Vstupní impedance antény je impedance, která by byla naměřena na vstupních svorkách antény. Jsou do ní zahrnuty 3 prvky [6]:

- R_{vyz} – vyzařovací odpor antény
- R_{ztr} – ztrátový odpor antény
- X_{vyz} – vyzařovací reaktance antény



Obr. 1.3: Náhradní obvod pro vstupní impedance antény

Vstupní impedance antény lze potom vypočítat pomocí vztahu pro sériový rezonanční obvod těchto 3 prvků v sérii, což je ukázáno na Obr. 1.3, tedy:

$$Z_{in} = R_{vyz} + R_{ztr} + X_{vyz}, \quad (1.6)$$

kde Z_{in} značí vstupní impedance antény, R_{vyz} ukazuje odpor záření antény, R_{ztr} je odpor, který reprezentuje vyzářené teplo antény a X_{vyz} je reaktance záření, která reprezentuje vzájemné předávání energie mezi anténou a elektromagnetickým polem

v jejím okolí [11].

Je-li anténa impedančně přizpůsobena, její charakteristická impedance Z_0 se rovná vstupní impedanci Z_{in} , to znamená, že veškerá energie se spotřebovává v zakončovací impedanci (vstupní impedanci). Velikost nepřizpůsobení antény, tím je myšleno, že charakteristická impedance antény má jinou hodnotu než vstupní impedance, se vyjadřuje činitelem odrazu ρ [11]:

$$\rho = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}, \quad (1.7)$$

kde ρ ukazuje činitel odrazu, Z_{in} značí vstupní impedance antény a Z_0 je charakteristická impedance antény

1.7 Šířka pásma antény

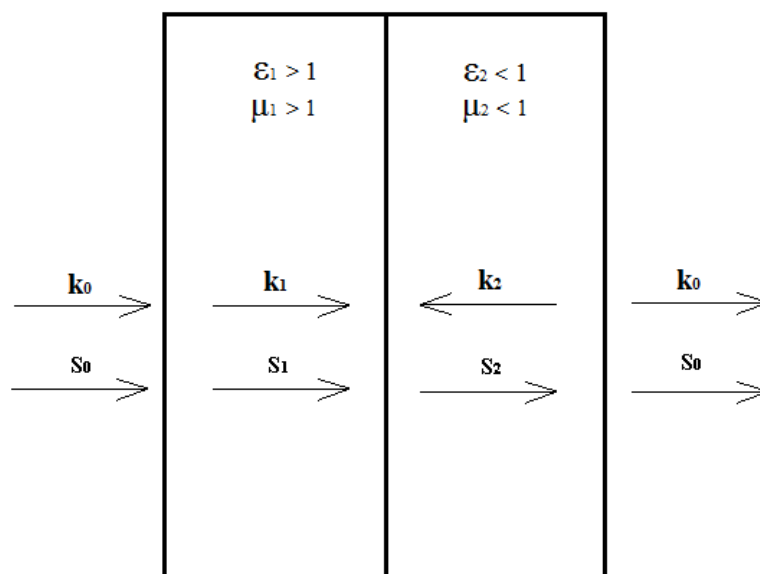
Dalším důležitým parametrem je šířka pásma antény. Anténa se chová jako otevřený rezonanční obvod, který má vlastní rezonanční kmitočet, v jehož okolí (pásmu) anténa pracuje. Kmitočtové pásmo je ohraničeno kmitočty f_1 a f_2 , které jsou vymezeny poklesem intenzity elektromagnetického pole o 10dB, jejich rozdíl lze označit za šířku pásma antény Δf . Hodnotě kmitočtů f_1 a f_2 odpovídá poloviční výkon (50%) resp. 0,7 maximálního napětí E_{res} (70%).

2 EBG STRUKTURA

V následujícím textu jsou popsány vlastnosti EBG struktury, jejich druhy, jakými metodami lze analyzovat EBG struktury, návrh a parametry EBG struktury.

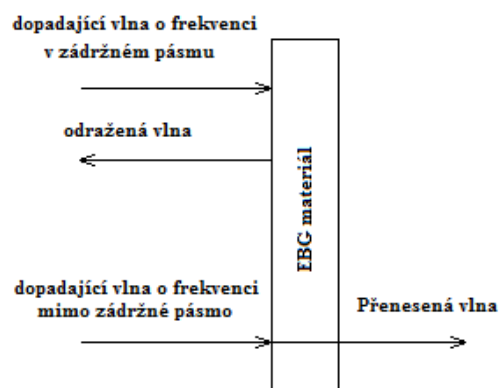
2.1 EBG a metamateriály

EBG struktura se řadí do skupiny metamateriálů, které se vyznačují pojmy negativní permitivita či negativní permeabilita. Teoreticky bylo dokázáno, že elektromagnetická vlna se může šířit v metamateriálu s negativní permeabilitou a permitivitou na rezonančním kmitočtu. Na Obr. 2.1 je vidět rozhraní dvou materiálů s negativní a pozitivní permitivitou a permeabilitou. Materiál vlevo se vyznačuje pozitivní permitivitou a permeabilitou a materiál vpravo se vyznačuje negativní permitivitou a permeabilitou. Rovinná vlna s fází k_0 vstupuje do první vrstvy materiálu a nakonec opouští první vrstvu beze změny fáze. Zajímavé je rozhraní dvou prostředí, kde dopadající vlna k_1 po průchodu rozhraním prostředí změni svou fázi na opačnou k_2 . Vektory k označují fázi vlny, vektory S jsou Poytingovy vektory pro vlnu v odpovídajících prostředích. [17].



Obr. 2.1: Rozhraní dvou materiálů s pozitivní a negativní permitivitou a permeabilitou

EBG materiál zabraňuje průchodu elektromagnetické vlny na určitých frekvencích, proto se EBG materiál (Electromagnetic band gap) nazývá jako materiál se zádržným pásmem. V určitém kmitočtovém pásmu (nazývaném Band gap) EBG materiál zabraňuje šíření elektromagnetických vln. Zádržné pásmo funguje tak, že všechny elektromagnetické vlny vstupující do EBG struktury jsou odrazeny zpět. Na ostatních frekvencích však EBG struktura propouští dopadající vlny, to demonstruje Obr. 2.2 [5].

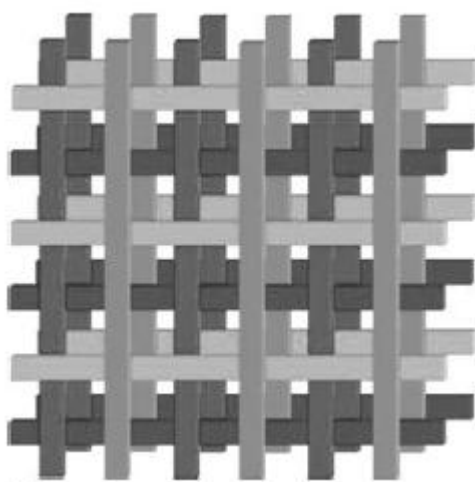


Obr. 2.2: Princip zádržného pásma

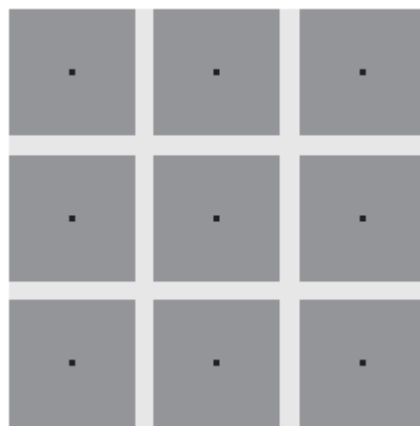
2.2 Rozdělení EBG struktur

EBG struktury lze rozdělit do 3 hlavních skupin [4]:

1. Obsahující trojrozměrné struktury (3-D)
2. Dvojrzměrné planární povrchy (2-D)
3. Jednorozměrná přenosová vedení (1-D)



a.)



b.)



c.)

Obr. 2.3: Příklady EBG struktur a.) Trojrozměrná EBG struktura b.) Dvojrzměrná EBG struktura c.) Jednorozměrná EBG struktura [4]

Jak je patrné z Obr. 2.3, EBG struktura se vyznačuje jistou periodicitou. Porušením této struktury začne struktura propouštět příčně elektrické TE nebo příčně magnetické TM vlny, tedy vznikne defekt na struktuře a to vede k vytvoření tzv. zádržného pásma (viz. níže). Použit to lze hlavně u tvorby různých vysokofrekvenčních filtrů, vlnodů nebo při zvýšení směrovosti antén.

2.3 Materiály s vysokou povrchovou impedancí

V posledních letech byly zkoumány materiály, které se vyznačují vysokou povrchovou impedancí, tyto materiály mají název „High impedance electromagnetic surfaces“ (dále jen HIES). HIES v zakázaném pásmu nepodporují šíření povrchových vln. Povrchové vlny se mohou vyskytovat na rozhraní 2 různých materiálů, vyskytují se zejména u materiálů s negativní dielektrickou konstantou. U antén používajících dielektrické substráty se vyskytují taktéž povrchové vlny. Povrchové vlny mají za následek, že více energie zůstane vázáno uvnitř dielektrika, to má pak dopad na směrový diagram. Povrchové vlny se budí pod módem TM_0 , který má nulový kritický kmitočet. Tento mód je nutné potlačit, k potlačení módu TM_0 lze například pomocí vzduchových děr pomocí čtvercové mřížky [18]. Například u mikropáskové antény mají povrchové vlny se zvyšující se vzdáleností mezi patchem a dielektrikem (v rozmezí dielektrikum-vzduch-patch) za následek pokles energie.

Struktura HIES je složená ze zemnicí desky, dielektrika a horní vrstvy kovových čtverců, v nichž jsou vytvořeny vzduchové díry, které dobře potlačují povrchové vlny. Struktury s vysokou povrchovou impedancí mohou změnit frekvenční vlastnosti antény, pokud jsou jejich rozměry menší než vlnová délka, na které anténa pracuje. Je-li tato podmínka splněna, lze EBG strukturu popsat pomocí LC rezonančního obvodu. Jedná se o tzv. LC rezonanční smyčku. Hodnoty indukce L a kapacity C závisí na geometrii EBG struktury [5]. Podrobnější popis lze nalézt v dalších kapitolách, které se mimo jiné zabývají návrhem EBG struktury.

2.4 EBG superstrát

Superstráty tvoří speciální skupinu metamateriálů, jež má charakteristické vlastnosti. Takový metamateriál může sloužit jako kryt antén, který fokusuje směrovou charakteristiku nebo například jako polarizátor. V případě použití supersubstátu jako krytu antény EBG struktura slouží jako čočka, která usměrňuje směrovou charakteristiku, čímž lze dosáhnout většího zisku a směrovosti antény [18].

Základním principem superstrátu lze popsat pomocí Fabry-Perotova rezonátoru. Zdroj záření je umístěn mezi zemí a částečně odrazivou plochou (v tomto případě EBG strukturou). Fabry-Perotův rezonátor se tedy dle [22] skládá ze dvou vysoce odrazivých povrchů. Situaci demonstruje Obr. 2.4, kde vzdálenost S mezi krycí strukturou EBG a zemnicí plochou může být vypočítána pomocí modelu optického záření. V analýze se předpokládá, že krycí EBG struktura je homogenním povrchem. Funkce antény může být popsána pomocí modelu vln procházejících Fabry-Perotovou dutinou více odrazy. Přenášený výkon lze odvodit s ohledem na interference vln uvnitř rezonátoru a vln částečně přenesených skrz EBG strukturu (uvedená literatura se drží pojmu PRS – *partially reflective surface*). Jak již bylo zmíněno, přenášená vlna je částečně odrazena a

přenášena v rezonátoru, směrovost dutiny tedy lze vypočítat jako poměr přeneseného výkonu P_T ku poměru k výkonu zdroje P_S , to lze rozvést dle následujícího vztahu [22]:

$$D = \frac{P_T}{P_S} = \frac{[1 - R^2]}{1 + R^2 - 2R \cos[\Delta\phi]}, \quad (2.1)$$

kde R je komplexní činitel odrazu EBG struktury, $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2$, λ je vlnová délka volného prostoru, P_T je přenesený výkon a P_S výkon zdroje.

Rezonanční podmínku lze získat, jestliže fázový rozdíl přenesených vln se rovná nule. Pak [22]

$$\Delta\phi = \phi_R - \pi - \frac{2\pi}{\lambda} 2S = 2N\pi, \quad N=0, 1, 2, \quad (2.2)$$

kde $\Delta\phi$ je fázový rozdíl přenesených vln, ϕ_R fáze odražené vlny

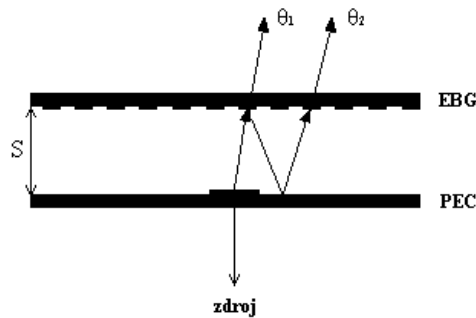
Rezonanční podmínku (2.2) potom lze dosadit do vztahu (2.1) a tím lze dosáhnout teoretické maximální směrovosti antény D_{max} [22]:

$$D_{max} = \frac{1 + R}{1 - R} \quad (2.3)$$

Vzdálenost mezi zemnicí plochou a krycí EBG strukturou S lze vypočítat dle následujícího vztahu [22]:

$$S = \left(\frac{\phi_R}{\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{2} N, \quad (2.4)$$

,kde λ je vlnová délka volného prostoru a pokud se $\phi_R = \pi$, tedy fáze odražené vlny je 180° , vlna dopadá kolmo na PRS a vzdálenost S je potom $\lambda / 2$.

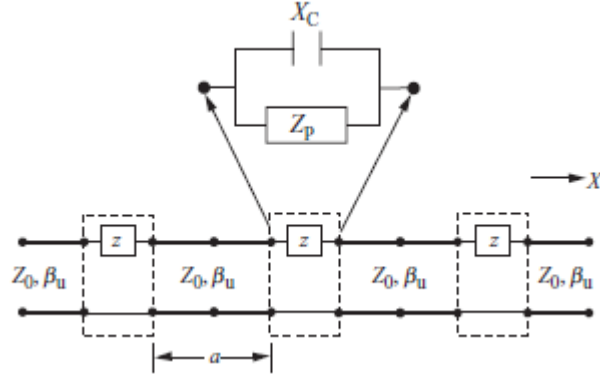


Obr. 2.4 Rezonanční dutina Farby-Perotova rezonátoru tvořená částečně odrazivou plochou

2.5 Periodická metoda přenosového vedení

Jedná se o techniku založenou na modelu přenosového vedení, na Obr. 2.5 je vidět zjednodušený model EBG struktury. Z_p značí impedanci každého elementu a X_c značí vazební kapacitu s uvažováním EBG struktury v kaskádním řazení a uvedeného modelu jako jedné buňky. Po analýze kaskádního řazení lze dostat velmi snadno rozptylovou

křivku. Z rozptylové křivky lze vyčíst parametry jako vlnové vidy a velikost zádržného pásma (bandgap)[4].



Obr. 2.5: Periodická metoda přenosového vedení [4]

Příklad rozptylové křivky pro povrchové vlny hříbkové struktury ukazuje Obr. 2.6, kde na vodorovné ose je zobrazeno vlnové číslo a na svislé ose je zobrazena frekvence. Pro určení zádržného pásma pro povrchové vlny je třeba znát povrchovou impedanci z rovnice [5]:

$$Z_s = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}, \quad (2.5)$$

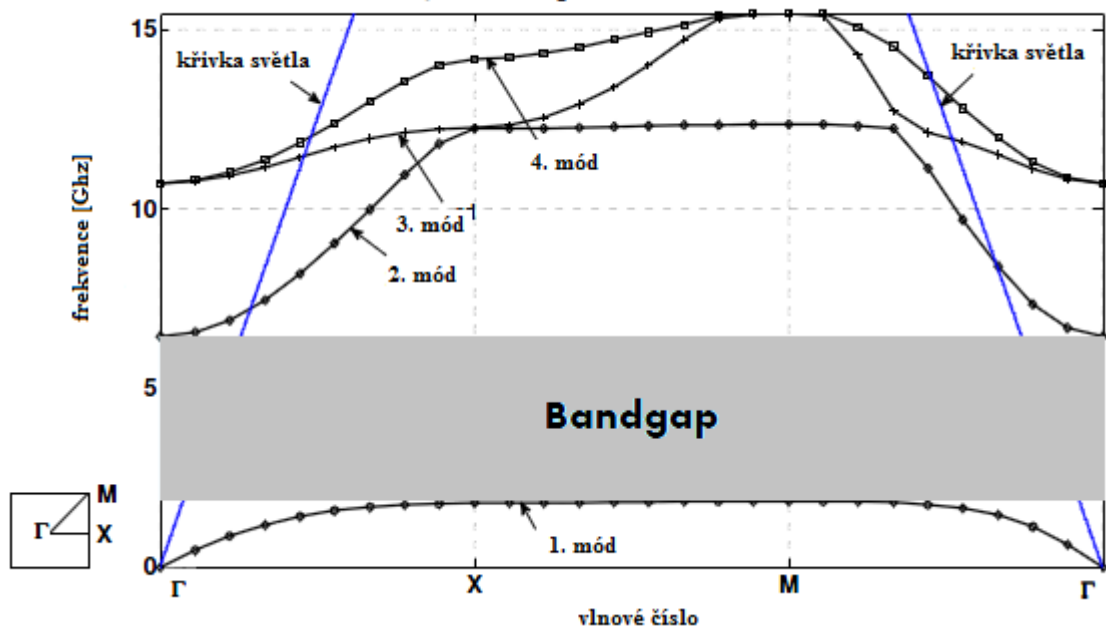
Povrchová impedance je důležitým parametrem, protože označuje, které typy módů povrchových vln se šíří v EBG substrátu. Pro nízké frekvence má povrchová impedance induktivní charakter a podporuje šíření TM povrchových vln, kapacitní charakter má zase pro vysoké frekvence a podporuje šíření TE povrchových vln. V pásmu okolo LC rezonančního kmitočtu je povrchová impedance velmi vysoká, to je dostačující podmínka pro potlačení povrchových vln TE i TM [5].

Rozptylová křivka ukazuje šíření povrchové vlny TE a TM, vlnová čísla pro povrchové vlny TE a TM se vypočítají dle [18]:

$$k_{TM}^2 = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{Z_s^2}{\eta_0^2}} \text{ a } k_{TE}^2 = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 - \frac{\eta_0^2}{Z_s^2}}, \quad (2.6)$$

kde k_{TE} a k_{TM} jsou vlnová čísla pro povrchové vlny TE a TM, ω je úhlová frekvence, c je rychlost světla, η_0 je účinnost.

Na Obr. 2.6 lze vidět, že povrchová vlna TM(1.mód) se blíží k první hranici zádržného pásma asymptoticky. Oblast, ve které se nachází vlnové číslo se nazývá tzv. nerozlučitelná Brillouinova zóna, jde o trojúhelník Γ -X-M- Γ vyznačený v grafu. Tato nerozlučitelná část Brillouinovy zóny tvoří 1/8 celé Brillouinovy zóny a umožňuje vytvořit rozptylové diagramy a určit, zda navržená struktura pokrývá zádržným pásmem určité kmitočtové pásmo nebo ne [19].



Obr. 2.6: Rozptylový diagram pro povrchové vlny hříbkové struktury [19]

2.6 Parametry EBG struktury a její návrh

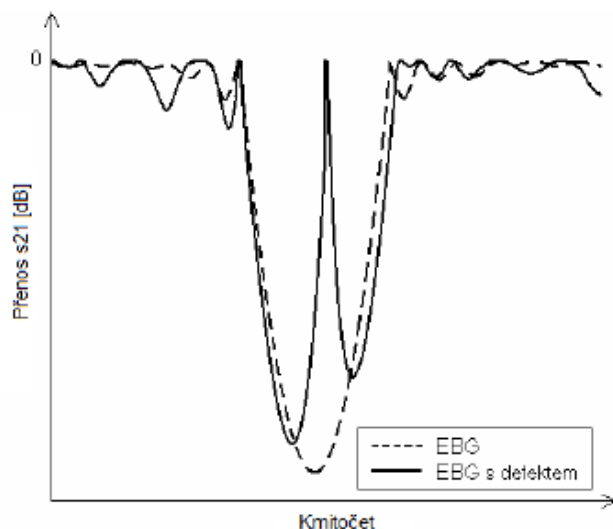
V následujících odstavcích je popsán postup návrhu EBG struktury, kde za EBG element je zvolen čtvercový tvar struktury a uprostřed těchto EBG elementů jsou umístěny prokovy. Takto vytvořená struktura nese název houbičková struktura a vyznačuje se výskytem zádržného pásma na určitých frekvencích. Jelikož u planárních antén dochází k problému s povrchovými vlnami, hříbková struktura je dokáže celkem dobře potlačovat. Povrchové vlny se šíří pod videm TM_0 , a ty se začínají šířit od nulového kmotočtu. Další vlna TE_1 se začne šířit substrátem až ve chvíli, kdy změní výše zmíněná povrchová impedance substrátu induktivní charakter na kapacitní. Povrchová vlna TM_0 potřebuje ke svému šíření však induktivní charakter, prokovy na houbičkové struktuře způsobí to, že povrchová vlna přizpůsobí daným podmínkám svou rovinu šíření a posune se hlouběji do substrátu. Takto vytvořená struktura ponese název 2-D EBG struktura [17].

Druhým postupem návrhu je návrh 1-D EBG struktury, která se taktéž jako houbičková struktura vyznačuje zádržným pásmem. Od houbičkové struktury se liší tím, že neobsahuje již zmíněné prokovy, zádržné pásmo zde funguje tak, že jakákoliv elektromagnetická vlna je odrazena zpět (čili není propuštěna). Umístěním vhodného defektu mezi tyto vrstvy vznikne velmi úzké propustné pásmo, jehož kritérium je činitel jakosti, ten se vypočte jako [23]:

$$Q = \frac{f_R}{\Delta f_{-3dB}} \quad (2.7)$$

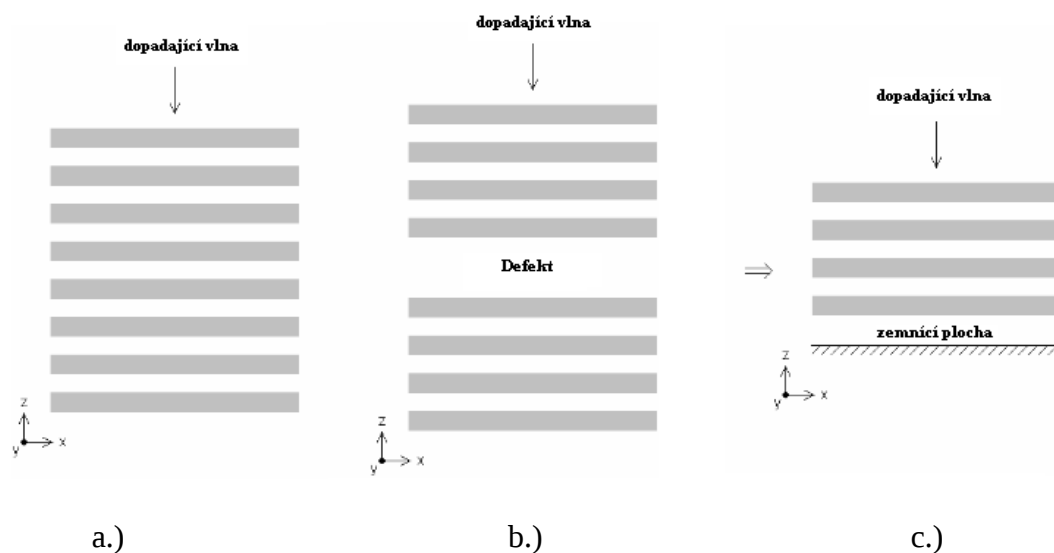
To je vidět na Obr. 2.7, ten ukazuje průběh činitele přenosu S_{21} 1D EBG struktury s defektem a bez defektu, průběh byl vytvořen pomocí modelu dvou elementárních

buněk (Obr. 2.10) Činitel jakosti se tedy vypočte jako poměr rezonanční frekvence a rozdílu kmitočtů při poklesu o -3dB. Čím vyšší bude činitel jakosti, tím vyšší také bude výsledná směrovost antény. S tím také souvisí úměra šířky pásma nově vzniklého pásma a činitele jakosti, čím užší totiž bude šířka pásma, tím lze dosáhnout větší hodnoty činitele jakosti [23].



Obr. 2.7 Průběh činitele přenosu 1D EBG struktury s defektem a bez defektu [23]

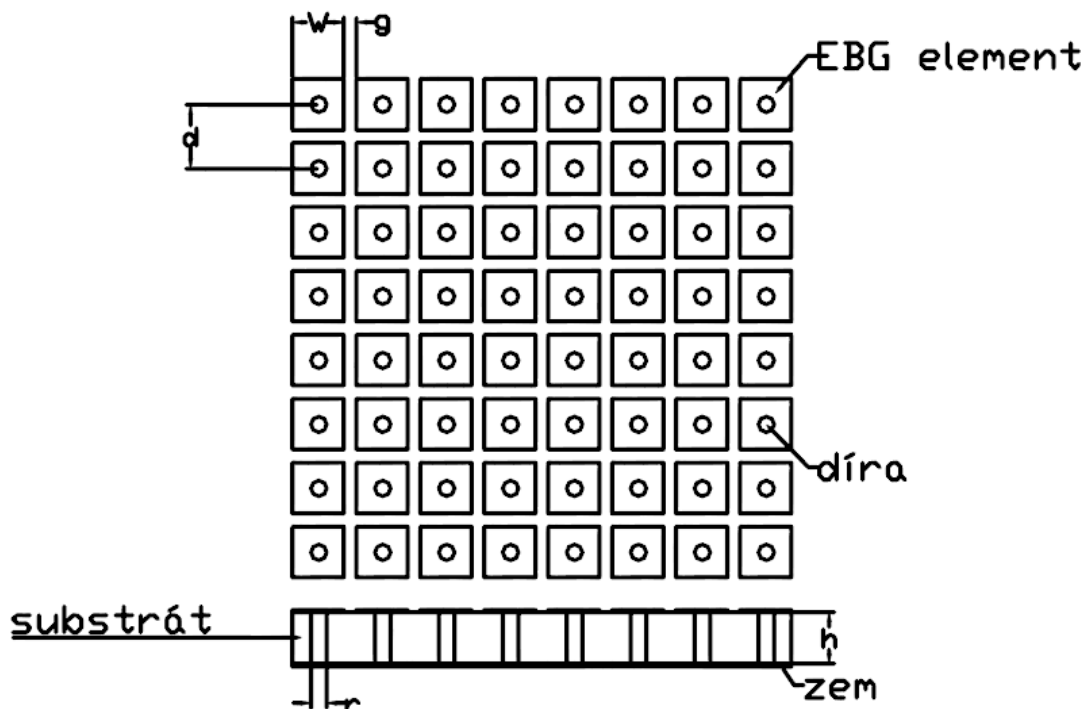
Příklady defektů jsou uvedeny na Obr. 2.8, jde o periodické struktury tvořené několika vrstvami nad sebou. Defekt je umístěn doprostřed mezi touto periodickou strukturou. V praxi je defekt nahrazen zemnicí plochou [23].



Obr. 2.8 a.) 1D-EBG materiál b.) 1D-EBG s defektem c.) 1D-EBG reálná struktura

EBG parametry lze vyčíst z Obr. 2.9, na kterém je vyobrazena EBG struktura, tyto jsou geometrické (vyjma relativní permitivity) a jejich značení je následující [5]:

- Šířka jednoho elementu EBG struktury W
- Vzdálenost mezi středy EBG elementů d
- Mezera mezi elementy EBG struktury g
- Výška substrátu h
- Relativní permitivita ε_r
- Poloměr děr r



Obr. 2.9: Geometrické uspořádání a parametry EBG struktury[4]

Návrh EBG struktury:

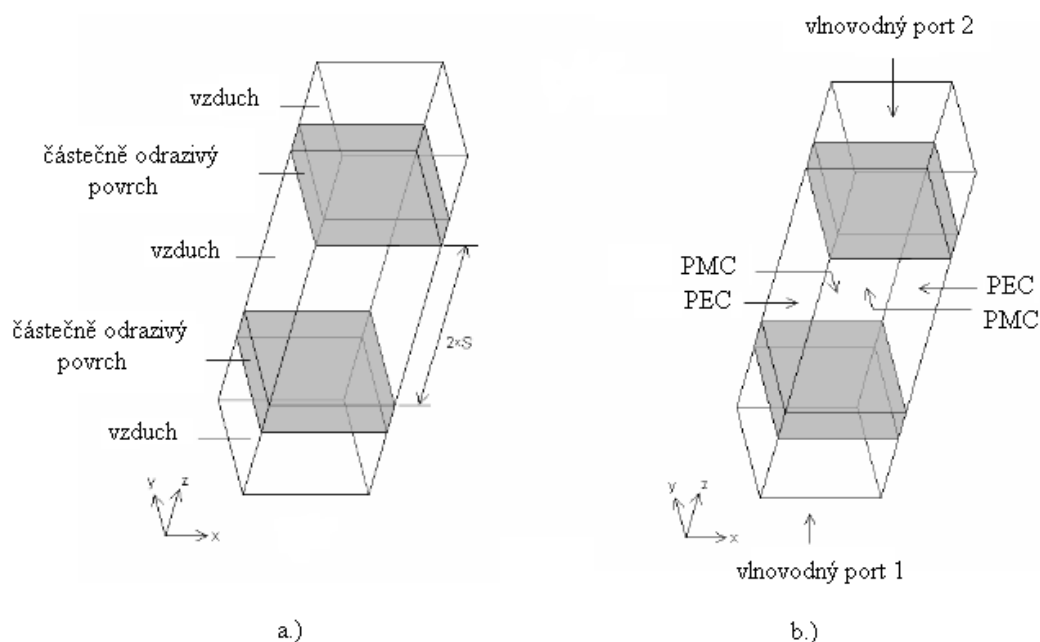
V návrhu EBG struktury jde hlavně o návrh zádržného pásma TM povrchové vlny, která se šíří pod módem TM_0 a má nulový kritický kmitočet, jak je vysvětleno v kapitolách 2.3 a 2.4. Umístěním hříbkové EBG struktury kolem patche dojde k potlačení povrchových vln [7].

Jsou-li rozměry EBG struktury menší nebo srovnatelné s vlnovou délkou, impedance struktury může být navržena pomocí paralelní rezonanční LC smyčky. Indukčnost smyčky je následkem krátkých děr v dielektriku a kapacita je zase následkem prostoru mezi přiléhajícími EBG elementy [7].

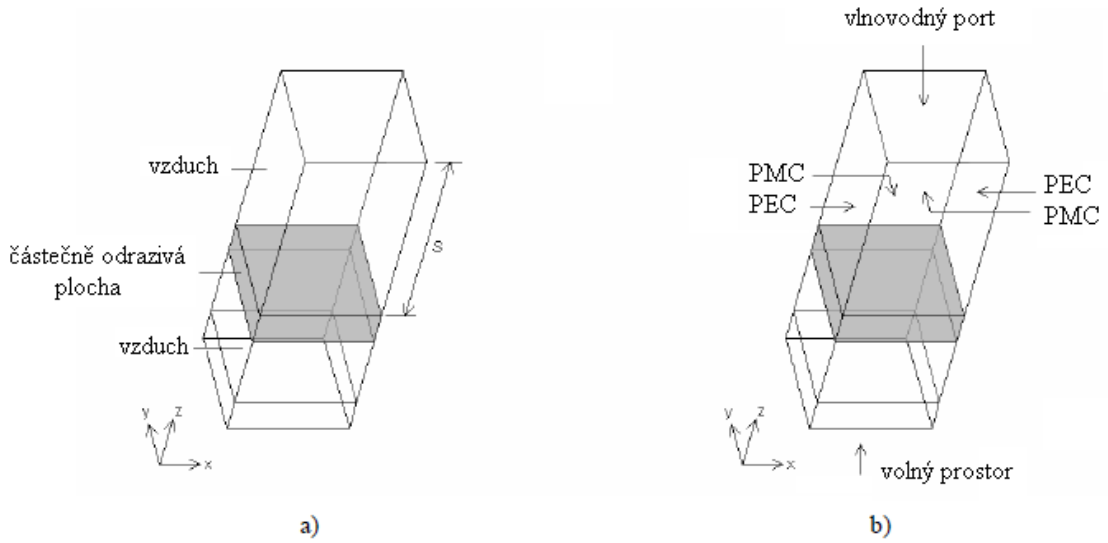
Návrh 1-D EBG struktury:

Jak už bylo zmíněno výše, pro návrh 1D EBG struktury je zapotřebí získat co největší hodnotu činitele jakosti zkoumané struktury. Otázkou však zůstává, jakým

způsobem nebo vztahy danou EBG strukturu navrhnout? Pro návrh 1D-EBG struktury je zapotřebí zjistit činitel přenosu dané struktury. K tomu slouží počítačový model dvou buněk umístěných naproti sobě ve vhodně zvoleném prostředí. Prostředí je definováno tak, že na zadních stranách testované EBG struktury jsou umístěny vlnovodné porty a prostředí je definováno jako vzduch (rovina XY). Rovina XZ je definována jako PMC („Perfect Magnetic Conductor“), který má tečnou složku elektrického pole nulovou ($E_t=0$). A zbývá už jen definovat rovinu YZ, která je definována jako PEC („Perfect Electric Conductor“), ten má tečnou složku magnetického pole nulovou ($H_t=0$). Obr. 2.10 ukazuje danou situaci pro zjištění činitele přenosu S_{21} . U 1D EBG struktury je však zapotřebí zjistit činitel odrazu S_{11} dané struktury. To se provádí pomocí podobného modelu elementární buňky viz Obr. 2.11, avšak zde je proveden test pouze s jednou EBG buňkou. Tímto způsobem se zjistí, na jakém rezonančním kmitočtu struktura pracuje. Obecně se používají řady buněk, které tvoří periodickou strukturu například 4x4 nebo 8x8 EBG elementů. Čím vyšší počet elementů bude, tím vyššího zisku antény bude dosaženo [23].



Obr. 2.10 a.) Nastavení elementární buňky pro zjištění činitele přenosu b.) okrajové podmínky převzato [23]



Obr. 2.11 a.) Nastavení elementární buňky pro zjištění činitele odrazu b.) okrajové podmínky převzato [23]

Návrh 2-D hříbkové EBG struktury

Pro návrh EBG struktury je zde ale použit paralelní rezonanční obvod ukázaný na Obr. 2.12. Kapacita obvodu se vypočítá jako [8]:

$$C = \frac{w \cdot (\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{2w + g}{g} \right), \quad (2.8)$$

kde C je zmíněná kapacita, w je rozměr jednoho elementu EBG struktury (pohled shora Obr. 2.9), ε_1 je permitivita dielektrika a ε_2 je permitivita vrstvy nad EBG elementy (Obr. 2.12)

Z rovnice (2.8) se vyjádří například mezera mezi EBG elementy g a šířka EBG elementů w se dopočte. Výše zmíněná indukčnost náhradního modelu se vypočítá podle vzorce[8]:

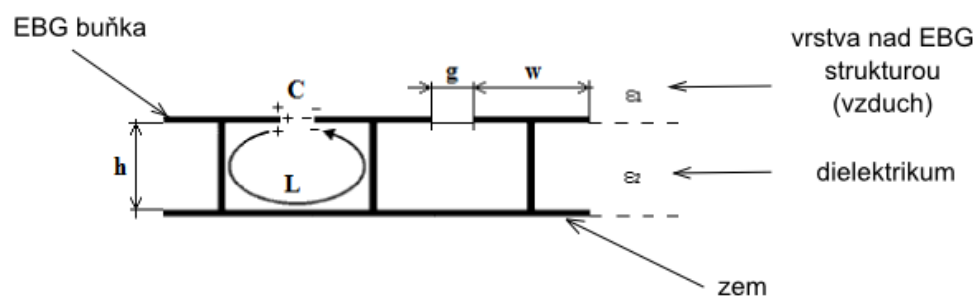
$$L = \mu \cdot h = \mu_0 \mu_r h, \quad (2.9)$$

kde L je indukčnost EBG struktury, μ_0 je permeabilita vakua, μ_r je relativní permeabilita dielektrika, h je výška děr metalické struktury v EBG

Centrální frekvence pro zádržné pásmo se vypočítá jako [8]:

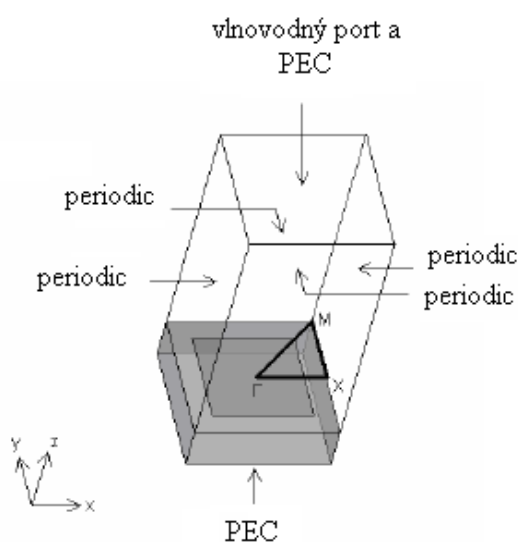
$$f_{center} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.10)$$

Vzorec (2.10) není nic jiného než vzorec pro rezonanční frekvenci paralelního rezonančního obvodu [8].



Obr. 2.12: Náhradní model EBG houbičkové struktury

U návrhu hříbkové struktury je potom nutné stanovit disperzní diagram struktury, program CST microwave studio umožňuje v režimu Eigenmode solver tvorbu disperzního diagramu, kde jsou nejprve nastaveny okrajové podmínky v rovinách YZ a XZ jako periodičita, zbylé roviny XY jako PEC, to ukazuje Obr. 2.13. Důležité je také umístění vlnovodného portu, který by měl být umístěn ve vzdálenosti $20 \cdot h$, kde h je výška EBG struktury.



Obr. 2.13 Náhradní model elementární EBG buňky pro mushroom strukturu převzato [23]

3 VÝPOČETNÍ METODY POUŽITÝCH PROGRAMŮ

Pro simulaci vybrané antény pro její konstrukci a návrh byl vybrán program CST Microwave Studio, jako referenční program byl vybrán Ansoft HFSS. Oba programy využívají jiné výpočetní metody, CST MWS využívá výpočetní metodu FIT („Finite Integration Technique“), jejíž základem je metoda FDTD („Finite Difference time domain“). Kdežto Ansoft HFSS využívá metodu FEM („Finite Element Method“). Dosažené výsledky se mohou lišit vzhledem k různým výpočetním metodám a způsobu výpočtu.

3.1 Metoda konečných diferencí v časové oblasti (FDTD)

U metody konečných diferencí v časové oblasti se vychází z Maxwellových rovnic, které popisují chování změny elektromagnetického pole a jeho okamžitého rozložení. Počet veličin pole je příznivě nízký a to na vektory E a H . Většina technických úloh se dá však řešit z podmínek pro nulovou hodnotu veličin pole v počátečním čase. Tyto skutečnosti však omezují metodu konečných diferencí v časové oblasti na konečný počet bodů a časů a navíc jen s konečnou přesností. Z toho vyplývá, že skutečná pole se budou od polí vypočtených touto metodou odchylvat [24].

FDTD vychází z následujícího zápisu Maxwellových rovnic :

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_{ind} + \vec{J}_{en}, \quad (3.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (3.2)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{D} = \rho, \quad (3.3)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{B} = 0, \quad (3.4)$$

$$\vec{D} = \vec{\epsilon} \cdot \vec{E}, \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \vec{\mu} \cdot \vec{H}, \quad (3.6)$$

$$\vec{J} = \vec{\sigma} \cdot \vec{E}, \quad (3.7)$$

kde vektory E a H značí vektory intenzity elektrického a magnetického pole, D a B jsou vektory elektrické a magnetické indukce. J_{ind} a J_{en} značí vektor plošné hustoty proudu indukovaného a proudu vnuceného zdroji, ρ je objemová hustota náboje a ∇ je diferenciální nabla operátor. Tenzory permitivity ϵ , permeability μ a vodivosti σ popisují interakci elektromagnetického pole s prostředím.

Prvním krokem při analýze mikrovlnných struktur je diskretizace spojitého prostoru do konečného počtu prvků. Dále jsou derivace podle času výše uvedených

Maxwellových rovnic nahrazeny diferencemi (viz. výše první a druhá rovnice). Takováto náhrada se provádí 3 způsoby, časové derivace jsou nahrazeny diferencemi:

- Dopřednými:

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F(x + \Delta) - F(x)}{\Delta} \quad (3.8)$$

- Zpětnými:

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F(x) - F(x - \Delta)}{\Delta} \quad (3.9)$$

- Centrálními:

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F\left(x + \frac{\Delta}{2}\right) - F\left(x - \frac{\Delta}{2}\right)}{\Delta} \quad (3.10)$$

Zpětné difference se však neužívají, protože výpočet vede k divergenci pro libovolnou velikost časového kroku. Dopředné difference zaručují vysokou stabilitu výpočtu pro libovolnou délku kroku, stabilita výpočtu však neznamená přesnost výpočtu a nepřináší úsporu výpočetního času. Nejrozšířenější je tedy použití centrálních diferencí, které nahrazují časové derivace věrněji než výše uvedené případy.

Elektromagnetické pole diskretizované soustavy pak lze popsat pomocí zjednodušených vztahů :

$$E_{x,i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) E_{x,i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) \left(\frac{H_{z,i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z,i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} - \frac{H_{y,i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_{y,i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} \right), \quad (3.11)$$

$$E_{y,i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) E_{y,i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) \left(\frac{H_{x,i,j,k+1/2}^{n+1/2} - H_{x,i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{H_{z,i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{z,i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta x} \right), \quad (3.12)$$

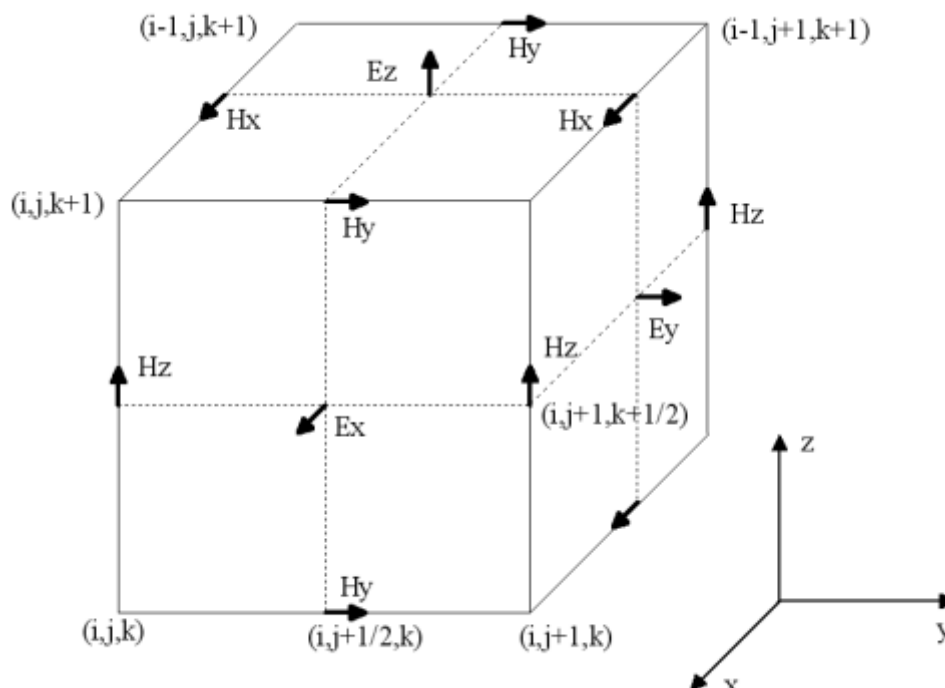
$$E_{z,i,j,k}^{n+1} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) E_{z,i,j,k}^n + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon}}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2\varepsilon}} \right) \left(\frac{H_{y,i+1/2,j,k}^{n+1/2} - H_{y,i-1/2,j,k}^{n+1/2}}{\Delta x} - \frac{H_{x,i,j+1/2,k}^{n+1/2} - H_{x,i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right), \quad (3.13)$$

$$H_{x,i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}}{1 + \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}} \right) H_{x,i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu}}{1 + \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}} \right) \left(\frac{E_{y,i,j,k+1/2}^n - E_{y,i,j,k-1/2}^{n+1/2}}{\Delta z} - \frac{E_{z,i,j+1/2,k}^{n+1/2} - E_{z,i,j-1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta y} \right), \quad (3.14)$$

$$H_{y,i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}}{1 + \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}} \right) H_{y,i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu}}{1 + \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}} \right) \left(\frac{E_{z,i+1/2,j,k}^n - E_{z,i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{E_{z,i,j,k+1/2}^n - E_{z,i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right), \quad (3.15)$$

$$H_{y,i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}}{1 + \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}} \right) H_{y,i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{\mu}}{1 + \frac{\Delta t}{2\mu\sigma}} \right) \left(\frac{E_{z,i,j+1/2,k}^n - E_{z,i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \frac{E_{z,i+1/2,j,k}^n - E_{z,i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} \right), \quad (3.16)$$

kde zápisem $E_{x,i,j,k}$ je myšlena hodnota intenzity elektrického pole ve směru x a i,j,k jsou indexy uzlu sítě. Horní index intenzity E^n značí hodnotu elektrického pole v n -tém časovém kroku, tedy v čase $t = n\Delta t$. Posun diskretizace v čase vede k neceločíslným hodnotám indexu n a posun jednotlivých veličin v prostoru vede na neceločíslné hodnoty indexů i,j,k . Geometrická interpretace indexů je ukázána na Obr. 3.1.



Obr. 3.1 Buňka prostorové diskretizační sítě FDTD v kartézské souřadné soustavě [24]

Vztahy (3.11) až (3.16) jsou dodnes používány pro výpočet časového vývoje elektrického a magnetického pole a jak je vyplývá z Obr. 3.1 obsahují celkově 6 složek elektrického a magnetického pole, v trojrozměrném prostoru celkově 3 pro magnetické pole a 3 pro elektrické pole.

Postup metody by se dal shrnout do několika bodů, jak už bylo zmíněno v úvodu, v první části dochází k diskretizaci spojitého prostoru do konečného počtu prvků. Vektory magnetického a elektrického pole jsou alokovány do prostorových proměnných, dále je potřeba zajistit generování pomocných proměnných i, j, k , které řídí to, odkud se mají brát složky pole pro diferencování v časové smyčce. Dalším krokem je definice prostředí, ve kterém algoritmus pracuje a nastavení koeficientů pro násobení v cyklu, které obsahují permeabilitu a permitivitu prostředí a dále poměr časového a prostorového diskretizačního kroku. Dále je třeba nastavit budící sondy, které obsahují kartézské souřadnice složek v síti, které chce uživatel vybudit a také zadat snímané složky (jinými slovy nastavit budící a snímané sondy). Snímaná struktura, ale potřebuje být vybudena, k tomu se používá nejčastěji jednotkový impulz a nyní je třeba nastavit hlavní cyklus, tím je myšleno nastavení 3 složek magnetického pole a 3 složek elektrického pole zkoumané soustavy. Složky pole jsou teď ale uloženy v časových hodnotách, proto je třeba je převést do frekvenční oblasti, vhodnou metodou je Fourierova transformace (FFT) a s vhodným rozlišením lze odečíst rezonanční kmitočty dané struktury.

Tohle je stručně popsán postup pro představu, jak FDTD funguje, do programu jsou ale zahrnuty další parametry jako okrajové podmínky, které definují prostředí a mohou podstatně zjednodušit dobu výpočtu zkoumané soustavy.

3.2 Metoda konečných prvků (FEM)

FDTD metoda oproti FEM vykazuje určité nedostatky, které FEM odstraňuje. Prvním nedostatkem je, že FDTD pracuje pouze s uzlovými body elektrického nebo magnetického pole (časovými nebo prostorovými vzorky vystupujícími v diferencích). S veličinami mimo pole ovšem nepracuje. Dalším nedostatkem je, že FDTD není schopna pracovat s neekvidistantní diskretizační mřížkou. Pokud analyzovaná struktura vyžadovala jemnou diskretizaci a objevovali se v ní rozsáhlejší homogenní oblasti, v nichž stačilo použít hrubší síť. FDTD neumožňuje analyzovat danou strukturu s předepsanou chybou, velikost chyby je těžko možné kvantifikovat. Výše popsané problémy lze však odstranit pomocí metody konečných prvků v časové oblasti TDFE („Time Domain Finite Element“). Je to ale vykoupeno horším matematickým zápisem, horší softwarovou implementovatelností a tedy delší dobou výpočtu.[24]

Metoda konečných prvků v časové oblasti stejně jako FDTD vychází z výše uvedených Maxwellových rovnic a rovnic pro definici materiálu (3.1) až (3.7). TDFE je třeba ještě doplnit o okrajové podmínky [24]:

$$\vec{n} \times \vec{E} = \vec{0}, \quad (3.17)$$

$$\vec{n} \times \vec{H} = \vec{0}, \quad (3.18)$$

kde $\vec{n}$ je jednotkový vektor kolmý k povrchu dokonalého vodiče.

Okrajové podmínky říkají, že složka intenzity tečná k dokonalému elektrickému vodiči musí být nulová. Druhá podmínka říká totéž o poli magnetickém.

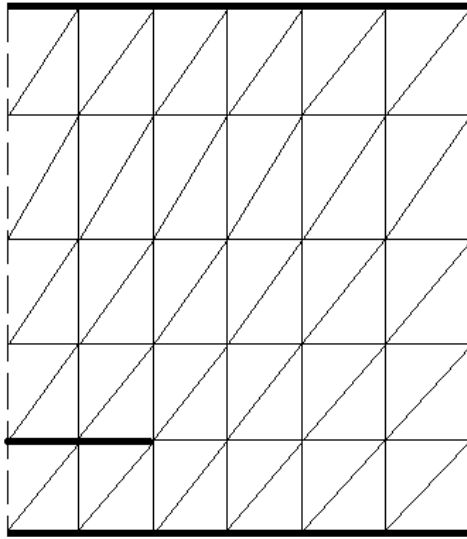
Podstatným rozdílem mezi TDFE a FDTD je, že FDTD pracuje pouze s uzlovými hodnotami pole a TDFE pracuje s hodnotami pole v každém bodě analyzované struktury. Díky své složitosti se u TDFE používají různé přístupy ke generování sítě konečných prvků (trojúhelníkové, čtyřúhelníkové, parametrické, neparametrické atd.), různou matematickou formulaci problému a různou volbu aproximačních bazových funkcí.

Prvním krokem metody je vyjádření Maxwellových rovnic tak, aby na pravé straně byla rezidua a na levé straně přibližné vyjádření časoprostorových funkcí elektrického a magnetického pole.

Residua na pravé straně je nutné minimalizovat, protože v ideálním případě by byla nulová, hledané složky intenzity magnetického a elektrického pole by odpovídali těm na pravé straně rovnic. Proto se při řešení Maxwellových rovnic metodou konečných prvků minimalizují vzniklá rezidua pomocí metody vážených reziduí. Zbytkové funkce jsou násobeny vhodnými váhovými funkcemi, tento součin je integrován přes celou analyzovanou oblast a výsledek je položen nule.

Úkolem metody však zůstává vhodné zvolení váhovacích funkcí tak, aby hledané hodnoty elektrického a magnetického pole splňovali výše uvedený zápis rovnice. Metodou vážených reziduí je pak minimalizována zbytková chyba.

Postup metody by se dal shrnout do několika bodů. Tím prvním je diskretizace analyzované struktury. Zkoumaný prvek je rozdělen na pravoúhlé konečné prvky tak, aby 2 sousední prvky tvořily obdélníkový dvojprvek, to je patrné z Obr. 3.2.



Obr. 3.2 Diskretizační síť pro konečné prvky [24]

Druhým krokem je vytvoření testovacího pole tak, aby bylo aproximováno po číslech lineární funkcí [24]:

$$e(x, y) = \sum_{m'=1}^M e_m N_m(x, y), \quad (3.19)$$

kde e_m jsou symboly testovacího pole ve vrcholech trojúhelníkových prvků, $N_m(x, y)$ jsou báze funkce (v uzlech m nabývají jednotkové hodnoty, v ostatních uzlech jsou nulové).

Tuto lineární aproximaci je třeba ale upravit do tvaru rovnic s již výše zmíněnými rezidui a potom vzniklá rezidua minimalizovat metodou vážených reziduí. Avšak zavedením prostorové diskretizace a minimalizace rezidua je převedena parciální diferenciální rovnice pro spojité testovací pole $e(x, y)$ na algebraickou rovnici. Po převedení na algebraickou rovnici jsou již uzlové hodnoty testovacího pole v roli skalárních koeficientů. Báze a váhové funkce $N_m(x, y)$ jsou obsaženy v integrandech jednotlivých integrálů nad konečnými prvky, takže je lze považovat za skalární koeficienty. Po váhování se vyčíslí maticové testovací pole a pole známých koeficientů. Dále je potřeba vyřešit problém vlastních čísel, který vznikl po vytvoření matic, ty lze vyřešit dvěma přístupy. Prvním je zadání kmitočtu, na němž bude vedení analyzováno a následně se vypočte hledané vlnové číslo. Druhým přístupem je zadání fázové konstanty a vypočítají se hledané kmitočty. Po vyřešení problému vlastních čísel je tedy vypočtena matice koeficientů pro pravoúhlý trojúhelníkový konečný prvek. Dalším krokem je sestavení globální matice koeficientů pro izolované konečné prvky. Jejich získání je dosaženo tak, že v diskretizační síti jsou jednotlivé prvky od sebe odděleny. V každém odděleném konečném prvku se pak separátně očísloují jeho uzly. Globální matice je potom sestavena tak, že matice prvků jsou ukládány do diagonály v pořadí čísel konečných prvků, zbylé hodnoty mimo diagonálu jsou nulové. Posledním krokem je sdružení do celistvé diskretizační sítě. Lokální uzly jsou sdruženy do uzlů globálních. K tomu slouží tzv. sdružovací matice, která má tolik sloupců, kolik je ve sjednocené

diskretizační síti globálních uzlů. Obsahuje pouze jedničky a nuly, jedničky v případě, kdy určuje jaký lokální uzel má být přiřazen globálnímu. Úplně posledním úkolem je zavedení okrajových podmínek.

4 OPTIMALIZAČNÍ METODY

Tato kapitola je věnována úvodu do optimalizačních metod, a stručně rozebírá metody, které využívá program CST Microwave studio, protože byl zvolen jako simulační program pro optimalizaci a návrh vybrané antény.

Při optimalizaci se mění tzv. stavové veličiny optimalizovaného objektu a je sledováno, jaký vliv má změna těchto veličin na výsledné parametry. Optimalizací je tedy myšleno hledání takového stavu, který zajistí, že systém bude dosahovat požadovaných parametrů nebo se parametry systému budou blížit co možná nejvíce těm žadáným [26].

Kriteriální funkce

Odchylka aktuálních parametrů systému od parametrů žadáných je popsána kriteriální (účelovou nebo chybovou) funkcí. Optimalizací je pak myšleno hledání minima nebo maxima kriteriální funkce tak, že budou změněny stavové veličiny. Pro optimalizátora (ten, který mění stavové proměnné) jsou potom výsledkem hodnoty stavových proměnných, které měnil během optimalizace, tedy našel stavové proměnné tak, že splnil minimum kriteriální funkce [24,26].

Obecně lze optimalizační úlohu popsat vztahů [24]:

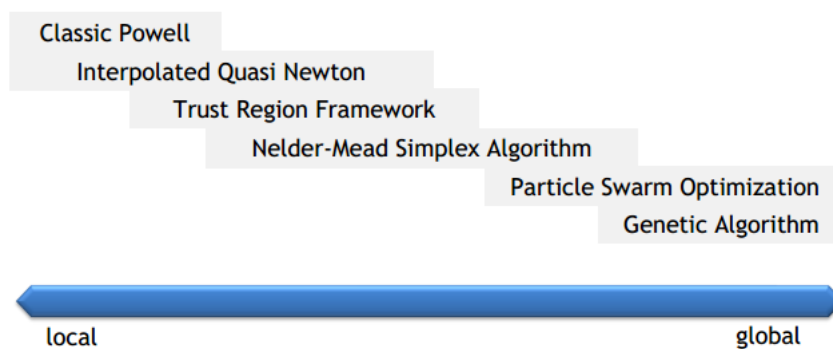
$$\begin{array}{lll} \text{minimalizuj} & f_m(x) & m=1,2,\dots,M, \\ \text{s ohledem na} & x_{\min}^{(n)} \leq x^{(n)} \leq x_{\max}^{(n)} & n=1,2,\dots,N, \\ & c_k(x) \geq 0 & k=1,2,\dots,K. \end{array} \quad (4.1)$$

,kde $f_m(x)$ označuje m -tou kriteriální funkci, $x^{(n)}$ je n -tý prvek vektoru stavových proměnných, $x_{\min}$ a $x_{\max}$ vyznačují přípustné hodnoty stavových proměnných. N je celkový počet stavových proměnných, c_k je k -tá omezující funkce, která doplňuje další závislosti mezi stavovými proměnnými a hodnotami kriteriální funkce.

Optimalizační metody lze rozdělit na globální a lokální (z hlediska schopnosti nalézt globální minimum kriteriální funkce) nebo jednokriteriální a vícekriteriální (z hlediska počtu kriteriálních funkcí). Rozdíl mezi globální a lokální optimalizací je z pohledu uživatele komfortnější globální optimalizace. Uživatel definuje pouze kriteriální funkci a čeká na výsledek optimalizace, to je však vykoupeno výpočetním časem[24].

4.1 Optimalizační metody CST microwave studia

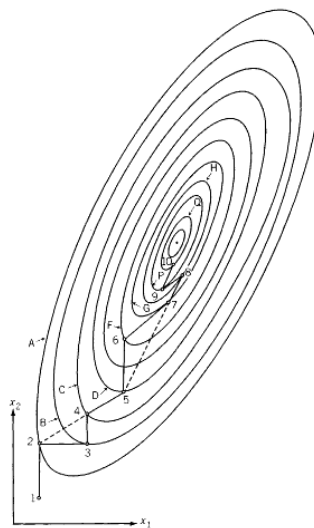
CST Microwave studio využívá celou škálu optimalizačních metod, ty jsou patrné z Obr. 4.1 **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů..** V literatuře [25] jsou jednotlivé metody globální a lokální optimalizace, obrázek ukazuje rozdělení z hlediska lokální nebo globální optimalizace. U lokálních optimalizací počáteční parametry dávají dobrý odhad optima a rozsah parametrů je malý. U globálních optimalizací počáteční parametry dávají také dobrý odhad optima, avšak rozsah parametrů je veliký.



Obr. 4.1 Optimalizační metody využívající CST microwave studio [25]

Classic Powell

Jedná se o optimalizační metodu, kterou vymyslel J.D. Powell. Metoda používá tzv. spojené směry (anglicky „conjugate directions“) k minimalizaci kvadratické funkce v konečném počtu kroků. Základní myšlenku Powellovy metody znázorňuje Obr. 4.2, jde o minimalizaci funkce tak, že funkce je nejprve minimalizována podél každého ze souřadných směrů (x_1, x_2) počínaje druhým souřadnicovým směrem (x_2) a nakonec odpovídajícímu směru vzoru (S). Tímto způsobem je minimalizována funkce až do bodu 7. V dalším cyklu minimalizace je vyřazen jeden ze souřadných směrů (x_2) ve prospěch nově vytvořeného směru vzoru S_2 a spuštěním z bodu 8 dojde k získání bodů 9 a 10 a tím i minimalizaci. V dalším cyklu minimalizace již není žádný ze souřadných směrů, který by bylo třeba vyloučit, proto se celá minimalizace opakuje ještě jednou podél směru x_2 , dokud není nalezeno minimum funkce [27].:



Obr. 4.2 Princip Powellovy metody

V CST Microwave studiu jsou všechny výše zmíněné algoritmy součástí optimalizátoru. Uživatel si vybere zmíněnou metodu a nastaví kritéria pro optimalizaci. U Powellovy optimalizační metody je ve [25] uvedeno, že optimalizace (tedy hledání minima kritériální funkce) skončí za podmínky:

$$\frac{2(g_2 - g_1)}{\|g_1\| + \|g_2\|} < Accuracy, \quad (4.2)$$

kde g_1 a g_2 jsou minimalizované hodnoty kritériální funkce a Accuracy je přesnost, kterou si určí uživatel v %.

Dále je uvedeno, že algoritmus je vhodný pro jednokritériální optimalizace a občas se stává, že je třeba mnoho iterací, než najde optimální hodnotu.

Interpolated Quasi Newton

Tato metoda nejprve vychází z Newtonovy metody pro minimalizaci funkce, kde je zapotřebí získat první a druhou derivaci vyšetřované funkce. Mohou bohužel nastat ale případy, kdy je obtížné danou funkci diferencovat, proto byla vytvořena Quasi-Newtonova metoda [27].

V CST Microwave studiu Quasi Newtonova metoda funguje tak, že optimizér umožňuje restartovat algoritmus v rámci automaticky vybraného menšího rozsahu parametrů, ten je určen rozsahem, který už prošel algoritmem [25].

Trust region framework

Tato metoda vychází z volby oblasti, kterou si zvolí sám uživatel, jde o tzv. „oblast důvěryhodnosti“, jejíž velikost je upravována automaticky v algoritmu při hledání minima funkce. Pokud hledaná hodnota leží v této zvolené oblasti, oblast se začne zmenšovat v závislosti na algoritmu a naopak. Tímto způsobem je dosaženo nalezení optima hledaných uživatelem [28].

Algoritmus upravuje tuto oblast dle následující úvahy [28]:

$$\frac{\text{actual reduction of } f}{\text{predicted reduction of } f}, \quad (4.3)$$

tedy jde o poměr aktuální redukce oblasti ku predikované redukci oblasti.

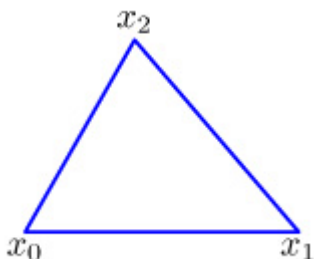
Pokud je tento poměr roven jedné, tak je kvadratický model považován algoritmem za dobrý prediktor a velikost oblasti se může zvětšovat a naopak. Pokud je ovšem hodnota poměru menší než zvolená hodnota, dochází k přepočítání kroku.

Jedná se o velmi rychlou metodu, která je schopna dosáhnout konvergence k výsledku za velmi krátkou dobu a je vhodná pro 3D elektromagnetické problémy [25].

Nedler-mead simplex algorithm

Jedná se o další metodu pro minimalizaci kritériální funkce a nalezení optima. Metoda je jednostranně (S-simplex) založená, to znamená, že operuje pouze v rovině reálných čísel. Hledaná funkce je množinou vrcholů $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$, kde $x_0, \dots, x_n \in R^n$. Například pro prostor R^2 je S trojúhelníkem. Hlavním principem metody je provedení posloupnosti transformací tak, že vrcholy trojúhelníka jsou postupně snižovány viz. Obr. 4.3 V každém kroku transformace algoritmus stanovuje jeden nebo více testovacích bodů spolu s jejich funkčními hodnotami a porovnává tyto hodnoty s těmi na vrcholech. Proces je ukončen, je-li S dostatečně malé a jsou-li funkční hodnoty hledané funkce dostatečně blízko u sebe. I přes svou jednoduchost je metoda realizována několika způsoby, ale její funkce se dá shrnout do tří hlavních bodů. Prvním

krokem definice nejhoršího, druhého nejhoršího a nejlepšího vrcholu (myšleno z hlediska funkčních hodnot minimalizované funkce) s ohledem na simplex S , což by měla být pracovní oblast trojúhelníku. Dalším bodem je výpočet těžiště té nejlepší strany oproti dvěma zbývajícím vrcholům. Třetím krokem je počítání nového simplexu S z toho současného [29].



Obr. 4.3 Trojúhelník složený z hledaných funkčních hodnot x_n

Particle swarm optimization

V překladu jde o metodu roje částic, z Obr. 4.1 je patrné, že jde o globální optimalizační metodu a literatura [24] uvádí, že se jedná o jednokriteriální optimalizaci. Chování algoritmu se dá přiblížit k situaci, kdy se roj včel na louce snaží najít co nejvíce zaplněné místo s květinami. Včely jsou zpočátku v neznámém prostředí a nemají žádnou představu o tom, kde je nejhustěji zaplněná oblast s květinami, včely pak danou oblast prohledávají různými směry a různou rychlostí. Při prohledávání si každá včela pamatuje místo s prozatím největším množstvím potravy (to značí proměnná $Pbest$, z angličtiny *Personal Best*). Informaci o místě s největším množstvím potravy si včely mezi sebou vyměňují, takže celý roj má představu o nejatraktivnějším místě ($Gbest$ – *Global Best*). O tom, kam se včela znovu vydá rozhodují její individuální zkušenosti, zkušenosti celého roje a setrvačnost jejího současného letu.

Celý algoritmus by se pak dal shrnout do několika bodů. Nejprve je třeba inicializovat počáteční stav částic, pak inicializovat počáteční rychlost v hlavním cyklu. Vedlejší cyklus pak obsahuje výpočet kriteriální funkce, nalezení $Gbest$ a $Pbest$, určení nových rychlostí částic a zjištění nových poloh částic. To vše za podmínky určitého počtu iterací, po skončení vedlejšího cyklu je pak výsledkem optimalizace nalezení proměnné $Gbest$. V průběhu algoritmu se ale může stát, že se včela dostane mimo testovací oblast, což je nežádoucí a zvyšuje to dobu výpočtu. Proto byla zavedena 3 opatření, která tento případ eliminují. První možností je absorbující stěna, kde složka rychlosti testovaného parametru je nastavena na nulu při jeho překročení, částice se pak bude pohybovat podél této hranice. Druhou možností je odražející stěna, kde se změni znaménko vektoru rychlosti částice, jež překročila hranici, částice pak nemůže příslušný prostor testovaných hodnot opustit. Poslední možností je neviditelná stěna, kde se částice nechá úmyslně opustit testovaný prostor, avšak za podmínky, že není počítána hodnota kriteriální funkce. S počítáním hodnot kriteriální funkce se počká, až bude částice opět vtažena zpět do testovaného prostoru za působení hodnot $Pbest$ a $Gbest$ do vedlejšího cyklu [24].

Genetic algorithm

Jedná se o další globální jednokriteriální optimalizační metodu. Princip genetického algoritmu sahá až do Darwinovy evoluční teorie o vývoji druhů. Každá stavová proměnná (požadované parametry) je zakódována do tzv. *genu*. Kombinace genů tvoří tzv. *chromozom*. Nejsilnější jedinci (myšleno hodnoty s nejmenší kriteriální funkcí – „vhodní kandidáti“) mají největší šanci o spáření a tvorbu nových potomků pro další generaci. Stejně jako u metody roje částic lze shrnout program genetického algoritmu do hlavního a vedlejšího cyklu. V hlavním cyklu je nejprve inicializována populace. Vedlejší cyklus při určitém počtu iterací obsahuje operace převod stavových proměnných do dekadické formy, výpočet kriteriální funkce a výběr rodičů křížení a mutace (všechny operace jsou binární). Na konci vedlejšího cyklu je výsledkem algoritmu vyprodukovaný ten nejsilnější a nejlepší jedinec z celé populace, což je hledaná hodnota optima [24].

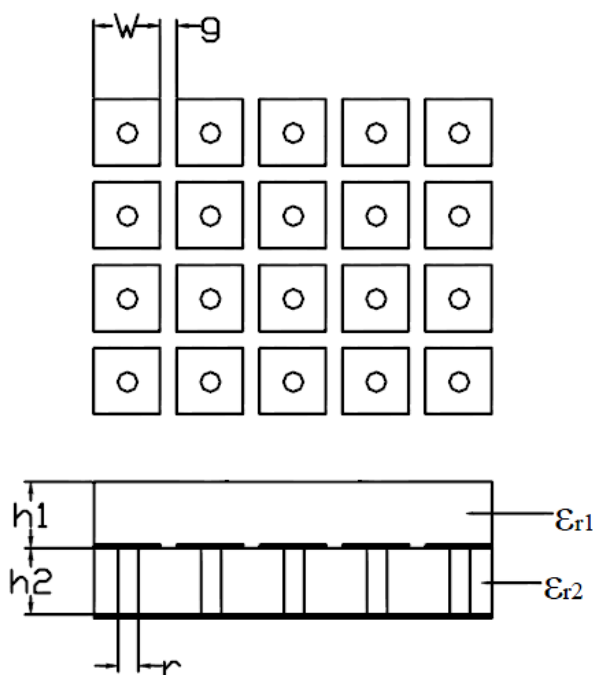
5 VYBRANÉ TYPY ANTÉN NA EBG SUBSTRÁTU

Tato kapitola se zabývá typy různých antén na EBG substrátu a porovnání jejich parametrů. V této kapitole jsou popsány již namodelované antény a ověřeny simulacemi v CST Microwave studiu.

5.1 Širokopásmová mikropásková planární anténa

V kapitole 2.6 byl popsán návrh hříbkové EBG struktury, stejnou strukturu má i širokopásmová mikropásková planární anténa. EBG struktura se zde používá zejména ke zvýšení šířky pásma antény a zisku [7].

Hříbková struktura EBG substrátu pomáhá zlepšit zisk u mikropáskové antény, ale nepomáhá zlepšit šířku pásma antény. Šířka pásma byla malá a dosahovala hodnoty menší jak 5%, to bylo pouze u jednovrstvé EBG struktury. Vícevrstvé (2D, 3D) EBG struktury s velkou dielektrickou konstantou mohou zvýšit šířku pásma. Na Obr. 5.1 je znázorněna geometrie dvouvrstvé EBG struktury. Její parametry jsou mezera mezi sousedními EBG elementy $g = 0,2$ mm, relativní permitivita $\epsilon_r = 2,5$, šířka patche $W = 8$ mm, výška substrátu $h_1 = h_2 = 1,59$ mm, poloměr děr $r = 0,6$ mm.

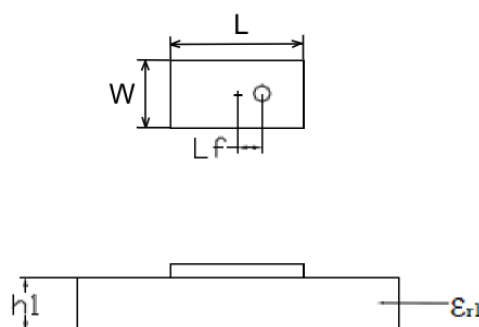


Obr. 5.1: Geometrie 2D EBG struktury – zem 60x60mm [3]

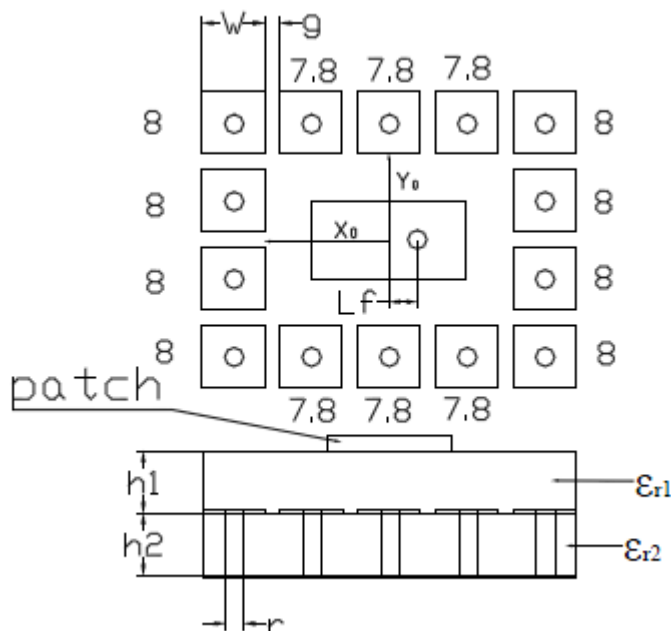
Ve [13] byla nejdříve studována referenční anténa, tím je myšleno mikropásková anténa bez EBG substrátu, jejíž parametry jsou délka patche $L = 9$ mm, šířka patche $W = 4$ mm, relativní permitivita $\epsilon_r = 2,5$; $h = 1,59$ mm, napájecí bod $L_f = 0,8$ mm, rozměry

zemní desky 60mm x 60mm, pracovní kmitočet $f = 9,9\text{GHz}$. Anténa dosahuje zisku 6,03 dBi v rovině kolmé na rovinu zářiče. Parametry referenční mikropáskové antény bez EBG struktury jsou vidět na Obr. 5.2.

Anténa bez EBG substrátu dosahuje šířky pásma menší jak 5%, jejím vhodným umístěním do EBG struktury lze dosáhnout mnohem větší šířky pásma a to 24,69%. Aby bylo možné zjistit parametry antény na 2D EBG substrátu, byly do simulací zahrnuty geometrické rozměry jako umístění napájecího bodu, šířka antény, výška antény, pozice EBG substrátu, vzdálenost X_0, Y_0 patche od EBG substrátu a velikost zemní desky. Na Obr. 5.3 jsou geometrické parametry mikropáskové antény na 2D EBG substrátu.

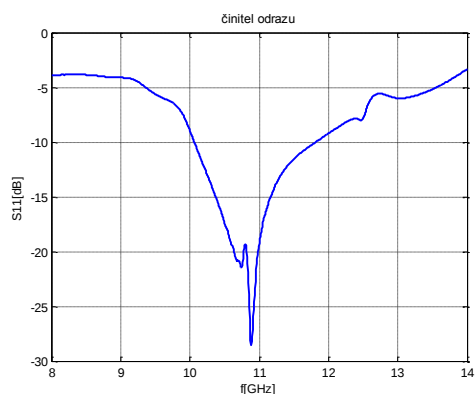


Obr. 5.2 Geometrické parametry mikropáskové antény bez EBG substrátu

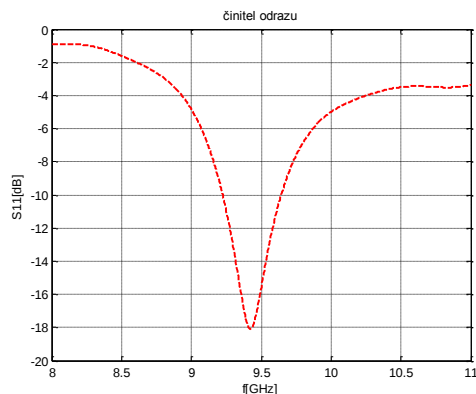


Obr. 5.3: Geometrické parametry mikropáskové antény na EBG substrátu [7]

Simulace v CST MWS:

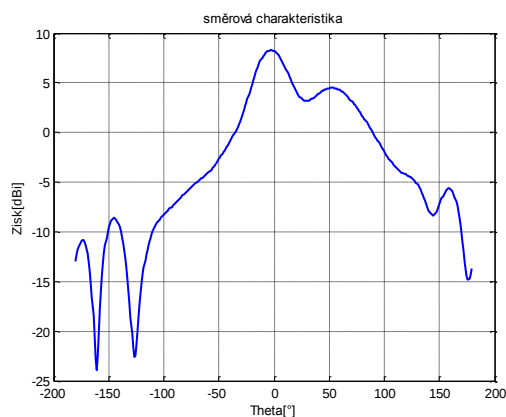


a.)

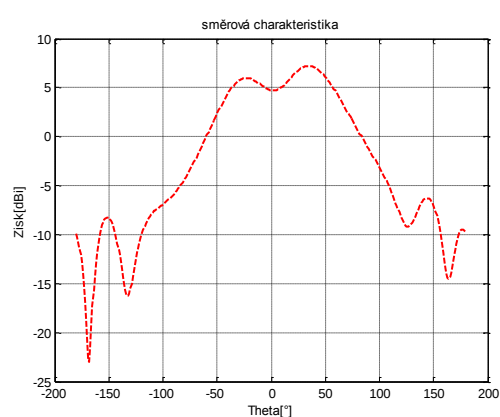


b.)

Obr.5.4: Činitel odrazu mikropáskové antény a.) s EBG substrátem b.) bez EBG substrátu

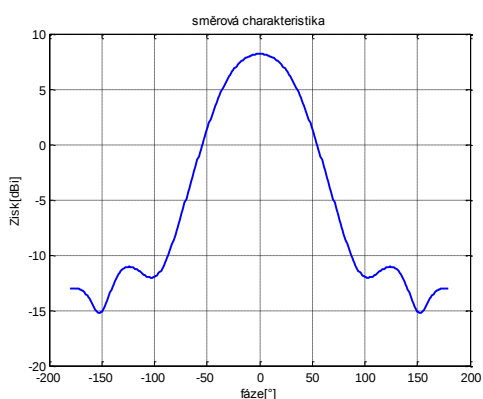


a.)

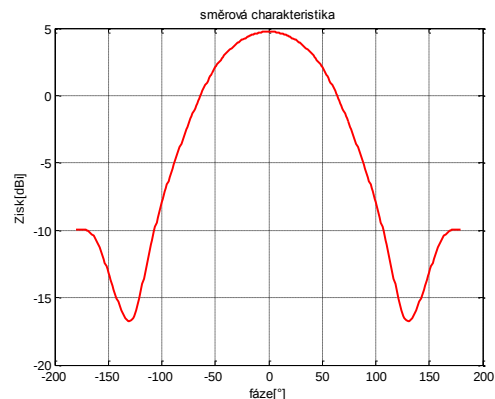


b.)

Obr.5.5: Směrové charakteristiky antény v rovině XZ a.) s EBG substrátem b.) bez EBG substrátu



a.)

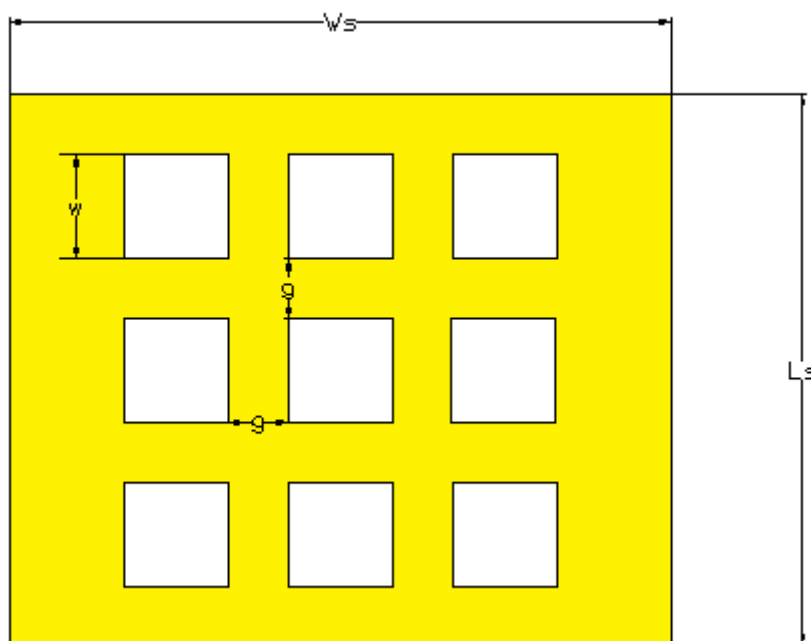


b.)

Obr. 5.6: Směrové charakteristiky antény v rovině YZ a.) s EBG substrátem b.) bez EBG substrátu

5.2 Obdélníková mikropásková planární anténa

Další vybranou anténou na EBG substrátu je obdélníková mikropásková planární anténa. Geometrické parametry antény a EBG struktury jsou patrné z Obr. 5.7. Anténa byla vybrána kvůli ověření, zda-li dochází při použití EBG struktury na zemní desce k zvýšení šířky pásma antény a snížení ztrát odrazem. Bez EBG substrátu na zemní ploše dosahuje šířky pásma 162 MHz, ztrát odrazem -27,21 dB a zisku 7,66 dBi. Naopak anténa s EBG substrátem na zemní ploše dosahuje šířky pásma 226,2 MHz, ztráty odrazem -43,48 dB a zisku 7,59 dBi. Čili přidáním EBG elementů na zemní plochu, upravením geometrických rozměrů dle vhodného optimalizačního kritéria dosahuje anténa větší šířky pásma, snižuje ztráty odrazem na úkor snížení zisku o 0,07 dBi [20].



Obr. 5.7: Geometrické parametry EBG struktury použité jako zemní deska

Parametry zemní desky [20]:

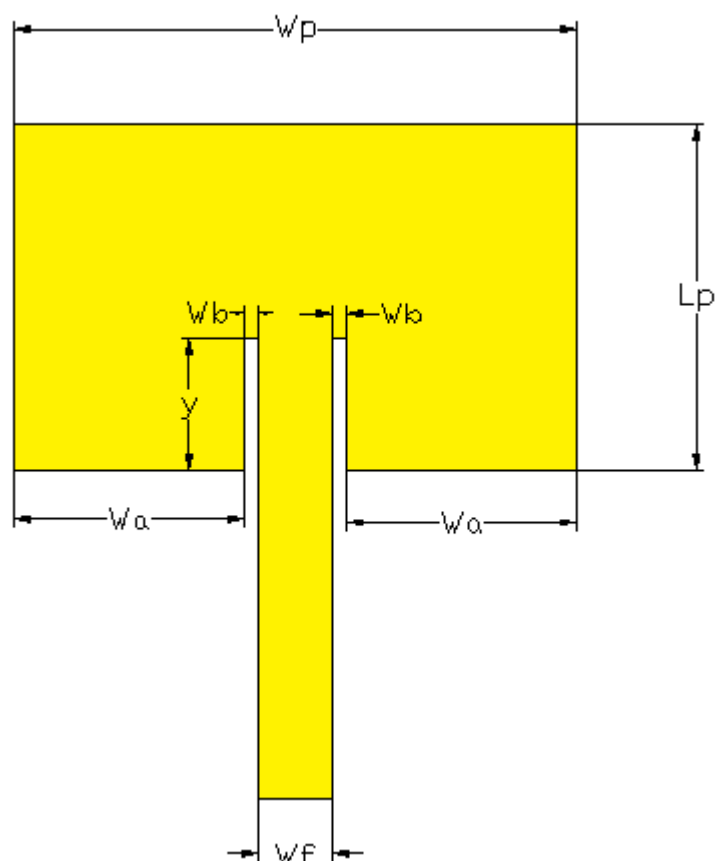
$W_s = 31,017\text{mm}$; $L_s = 25,919\text{mm}$; $g = 2,8\text{mm}$

Parametry patche bez EBG substrátu [20]:

$W_p = 14,53\text{mm}$; $L_p = 11,53\text{mm}$; $W_a = 4,4135\text{mm}$; $W_b = 1,9010\text{mm}$; $W_f = 1,9010\text{mm}$;
 $L_f = 13,2020\text{mm}$; $y = 3,1250\text{mm}$

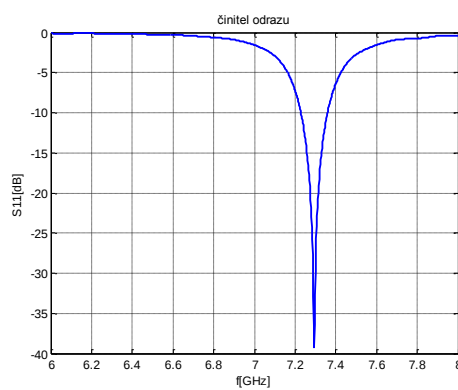
Parametry patche s EBG substrátem [20]:

$W_p = 14,53\text{mm}$; $L_p = 8,95\text{mm}$; $W_a = 5,9345\text{mm}$; $W_b = 0,3800\text{mm}$; $W_f = 1,9010\text{mm}$;
 $L_f = 11,8945\text{mm}$; $y = 3,4110\text{mm}$

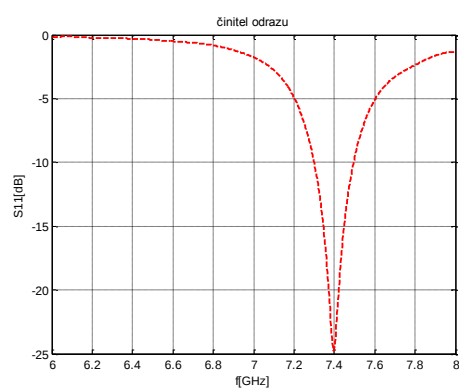


Obr. 5.8 Geometrické parametry mikropáskové antény

Simulace v CST MWS:

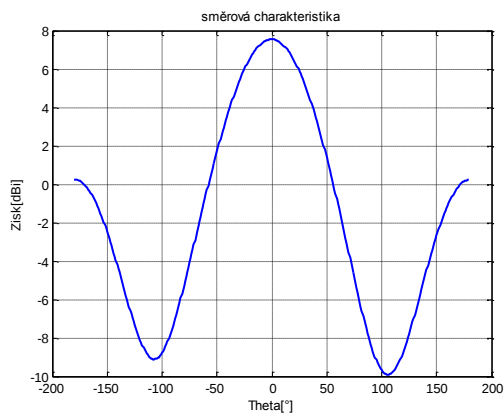


a.)

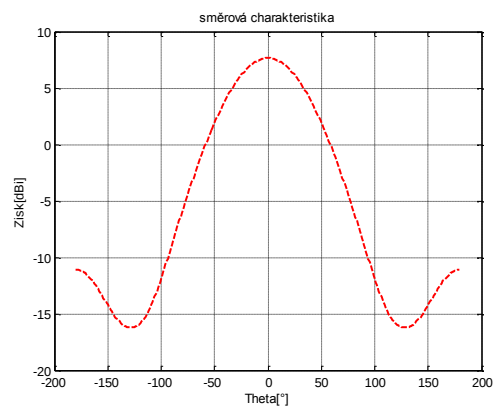


b.)

Obr.5.9: Činitel odrazu a.) bez EBG struktury na zemní ploše b.) s EBG strukturou na zemní ploše

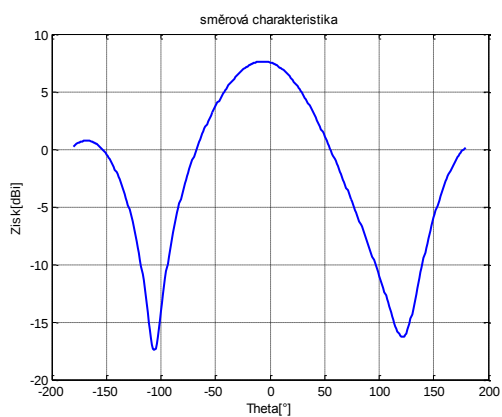


a.)

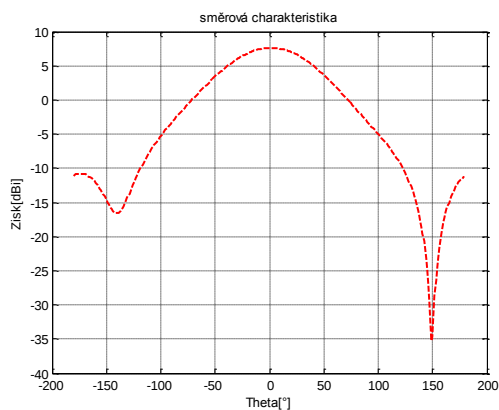


b.)

Obr.5.10: Směrové charakteristiky v rovině XZ antény a.) s EBG zemnicí plochou b.) bez zemnicí EBG plochy



a.)



b.)

Obr.5.11: Směrové charakteristiky antény v rovině YZ a.) s EBG zemnicí plochy b.) bez EBG zemnicí plochy

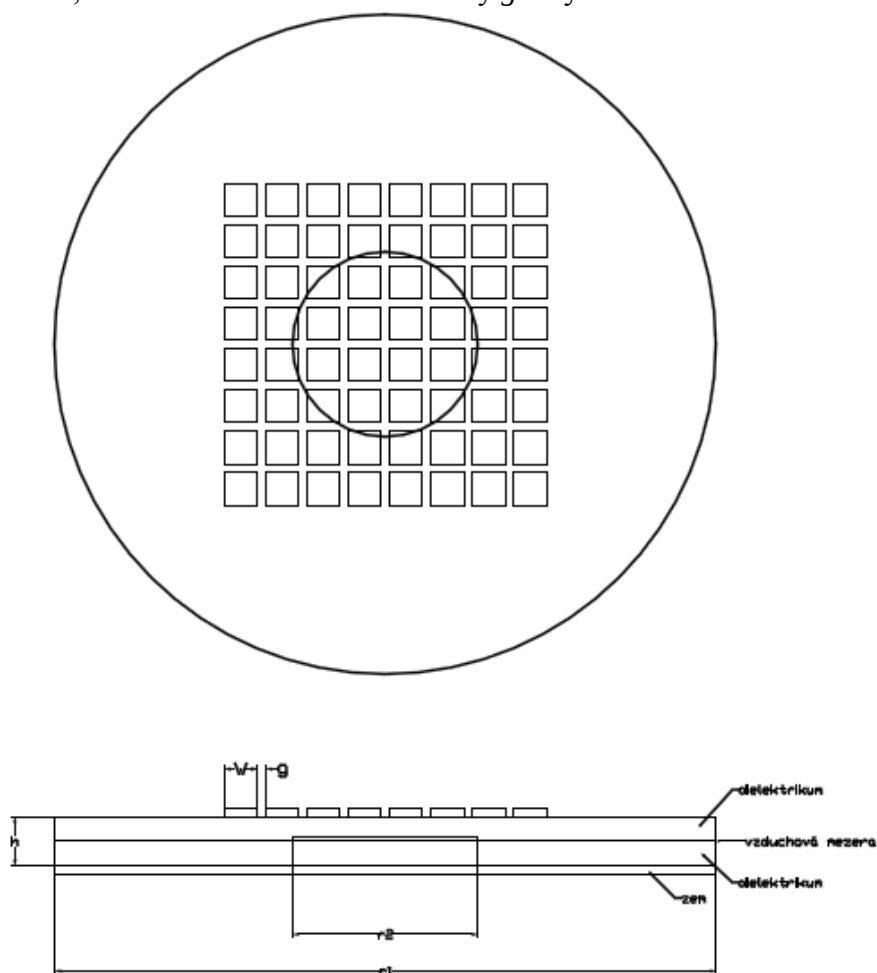
5.3 Anténa s povrchovou vlnou s napájením v patchi (PFSWA)

V minulosti se objevilo hodně literatury o anténách s povrchovou vlnou, ale jejich konstrukce je velice drahá a náročná na výrobu. Povrchové vlny jsou řízeny EBG strukturou za pomoci tenkých kovových elementů, zde EBG struktura slouží naopak k podpoře povrchových vln. Anténa je složena (bráno při pohledu z boku) ze zemnicí desky, dielektrické vrstvy, tenkého kruhového patche, který je napájen, další dielektrické vrstvy, na které se umísťuje EBG struktura složená pouze z kovových elementů. Patch umístěný mezi dielektrickými vrstvami slouží k buzení povrchových vln. U takto vygenerovaných povrchových vln dochází k difrakci od zemnicí plochy. U antény tohoto typu je třeba nejprve analyzovat pozici zádržného pásma, anténa totiž pracuje na principu podpory povrchových vln. Ty se šíří pod módem TM_0 , je nutné najít

takové parametry EBG struktury, aby zádržné pásmo leželo mimo pásmo, kde anténa pracuje [21].

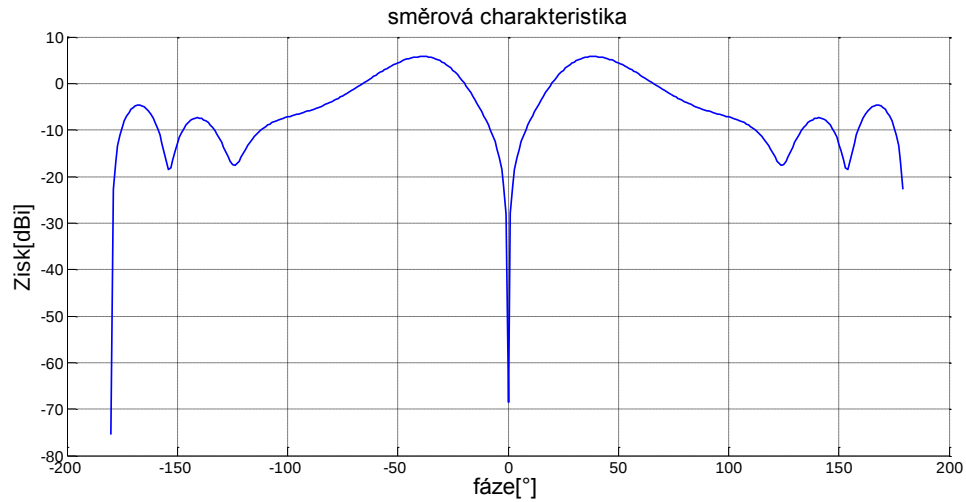
Prototyp antény je 3mm vysoký, což odpovídá $0,05 \lambda$, anténa má rezonanční frekvenci na 5,264 GHz a zisk 5,61dBi.

Anténa má následující parametry: Poloměry $r1$ a $r2$ (dielektrika a země), šířku EBG elementu W , vzdálenost mezi EBG elementy g a výšku dielektrik h .

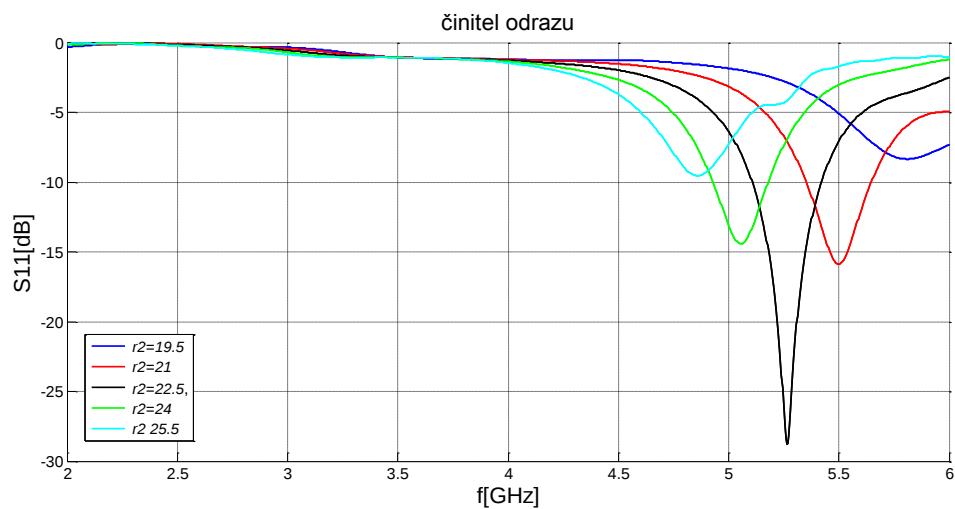


Obr. 5.12: Geometrické rozměry antény s povrchovou vlnou s napájením v patchi

Simulace v CST MWS:



Obr. 5.13: Směrová charakteristika antény s povrchovou vlnou napájenou v patchi v osách XZ a YZ



Obr. 5.14: Průběh činitele odrazu při různé změně poloměru patche r_2

Po simulaci v CST MWS je uveden pouze první graf směrové charakteristiky z důvodu symetrie antény, takže směrové charakteristiky v osách XZ a YZ jsou identické. Dále byl rozmitán parametr r_2 (poloměr prostředního patche) od 19,5mm do 25,5mm s krokem 1,5mm pro průběh činitele odrazu viz Obr. 5.14. Ve [22] je uvedeno rozmitání r_2 s krokem po 0,02 násobek vlnové délky. Změnou poloměru prostředního patche r_2 dochází k posouvání rezonančního kmitočtu antény.

Shrnutí

V kapitole byly rozebrány 3 mikropáskové antény s různým použitím EBG struktur. Závěrem nutno říci, že EBG strukturu lze použít ke zvýšení šířky pásma antény a zvýšení jejího zisku obecně. Ve výše uvedených případech se dají získat s EBG strukturou velmi dobré výsledky nebo také nepatrné. Proto její použití zůstává kompromisem mezi zlepšením jednoho parametru na úkor druhého.

6 NÁVRH A SIMULACE ANTÉNY

Jako první anténa pro realizaci byla vybrána výše zmíněná PFSWA, u té se však nepodařilo získat dobré výsledky v souvislosti s níže zmíněnými požadavky (frekvenční pásmo, výška substrátu, relativní permitivita atd.). Proto bylo nutné vybrat jiný druh antény. Celá kapitola 2 se v podstatě zabývala návrhem EBG struktury, velmi zajímavé však bylo využití EBG struktury jako superstrátu. Pro připomenutí se zde EBG struktura chovala jako čočka, která fokusuje směrovou charakteristiku, výsledkem pak je samotné zvýšení zisku ve směru vyzařování antény. Navržena má být anténa pro pásmo ISM 5,725GHz až 5,875GHz, uvedené pásmo není licencované a lze jej použít pro reálné měření. Materiál bude použit ARLON 25N s parametry: výška substrátu $h=0.762\text{mm}$, relativní permitivita $\varepsilon_r = 3.38$ a $\text{tg } \delta = 0.0025$, tloušťka pokovení měděnou fólií činí $t_p = 0.035\text{mm}$. Tato kapitola se zabývá jak návrhem a optimalizací mikropáskové planární antény, tak návrhem a optimalizací výše zmíněného superstrátu v prostředí CST Microwave studio.

6.1 Návrh mikropáskové antény

Jako zářič byl zvolen kruhový patch, který je napájen koaxiální sondou s pozicí ve středu antény. Anténa je navržena dle následujících vztahů [1]:

$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\varepsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}}, \quad (6.1)$$

kde a je poloměr patche, F je dáno vztahem viz níže, h je výška substrátu, ε_r je relativní permitivita substrátu.

Vzorec pro výpočet proměnné F je dán dle:

$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}}, \quad (6.2)$$

kde f_r je rezonanční kmitočet antény.

Z uvedených vztahů je jasné, že nejprve se vypočítá proměnná F , tedy:

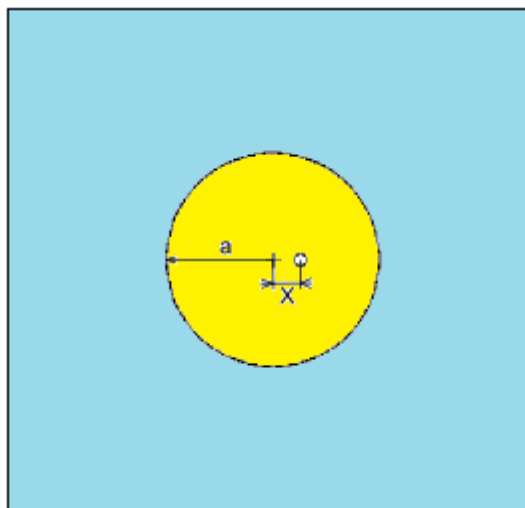
$$F = \frac{8,791 \cdot 10^9}{f_r \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{8,791 \cdot 10^9}{5,725 \cdot 10^9 \sqrt{3.38}} = 0.83523 \quad (6.3)$$

Proměnná F je dosazena do vzorce (6.1) spolu s výškou substrátu h a relativní permitivitou substrátu, z toho vyplývá:

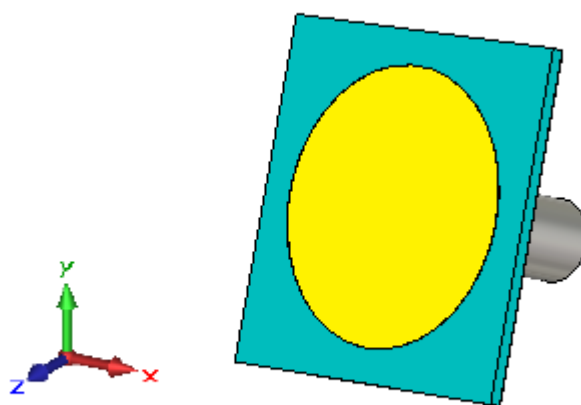
$$a = \frac{F}{\left\{ 1 + \frac{2h}{\pi\varepsilon_r F} \left[\ln\left(\frac{\pi F}{2h}\right) + 1,7726 \right] \right\}^{1/2}} = \quad (6.4)$$

$$= \frac{0,83523}{\left\{ 1 + \frac{2 \cdot 0,762 \cdot 10^{-1}}{\pi \cdot 3,38 \cdot 0,83523} \cdot \left[\ln \left(\frac{\pi \cdot 0,83523}{2 \cdot 0,762 \cdot 10^{-1}} \right) \right] \right\}^{1/2}} = 0,8039 \text{ cm} = 8,039 \text{ mm} \quad (6.5)$$

Na Obr. 6.1 je poloměr kruhového patche a vzdálenost napájecího bodu od středu antény. Model mikropáskové antény vytvořený v CST MWS na Obr. 6.2.



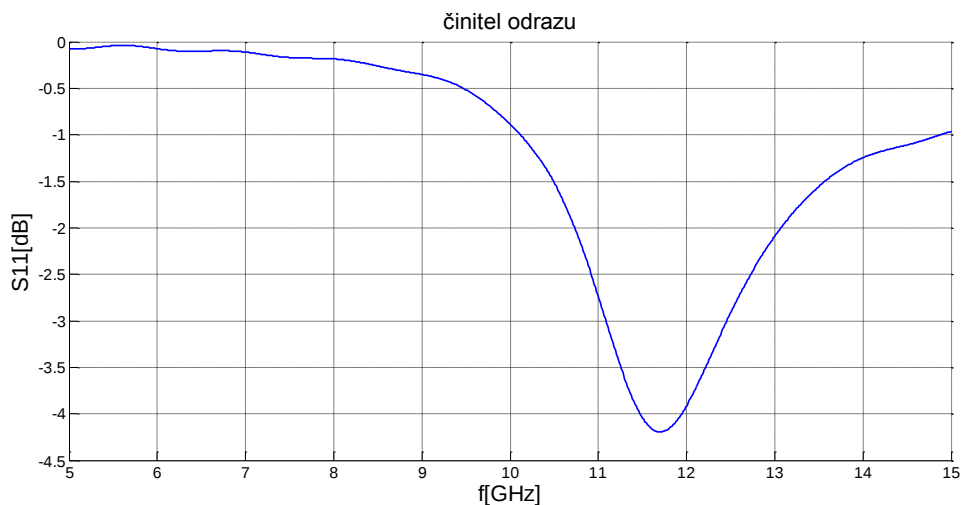
Obr. 6.1 Rozměr kruhového mikropáskového patche pohled shora



Obr. 6.2 Model vytvořené antény v CST microwave studiu

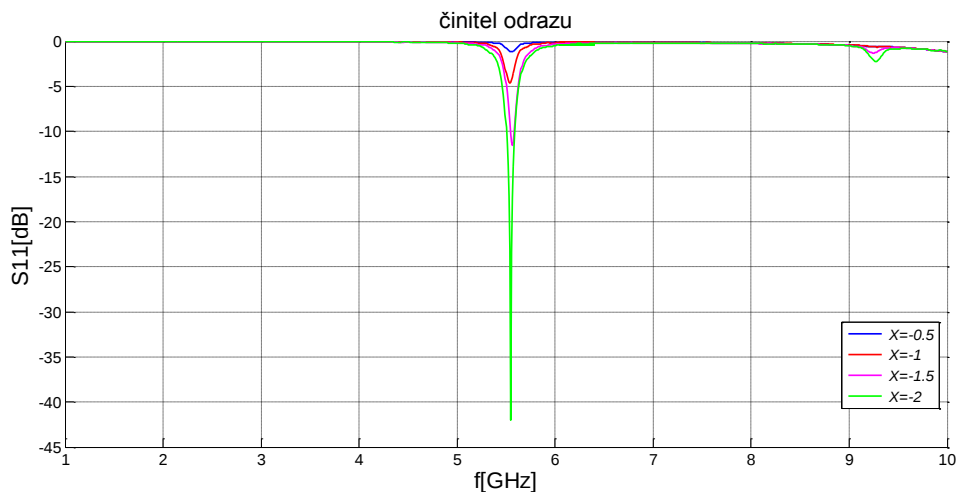
V první řadě je třeba vyšetřit činitel odrazu a tím i přizpůsobení antény. Na Obr. 6.3 je vidět průběh činitele odrazu navržené mikropáskové antény pro polohu koaxiálního napájení $X = 0$. Ačkoliv byla anténa navržena pro rezonanční kmitočet 5,725GHz, přizpůsobení antény je velmi špatné a navíc rezonanční kmitočet se posouvá směrem k vyšším frekvencím. Je to dáno tím, že mikropáskové antény obecně mají problémy

s polohou koaxiálního napájení. Vyřešením polohy koaxiálního napájení dojde také k zlepšení přizpůsobení antény.



Obr. 6.3 Průběh činitele odrazu pro nepřizpůsobenou anténu

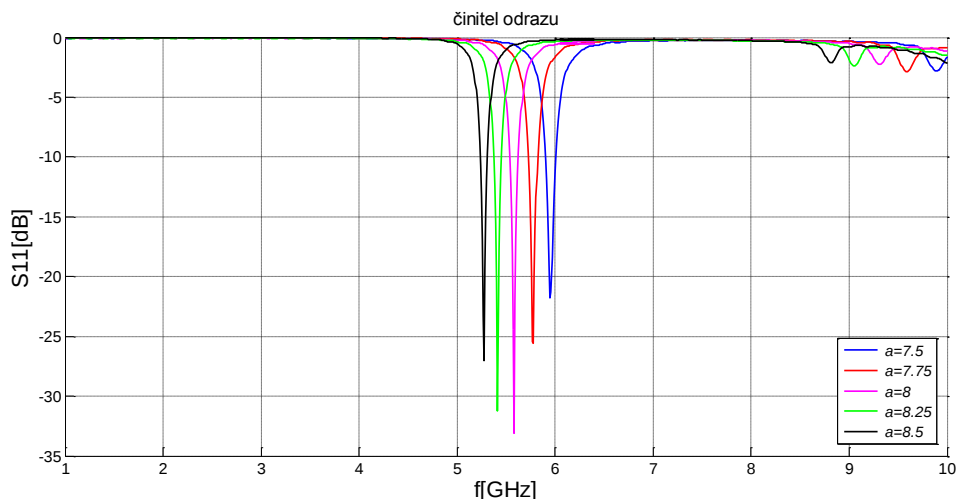
Pro vytvoření přehledu o přizpůsobení antény byl rozmítán parametr X , který značí polohu koaxiálního napájení. Z Obr. 6.4 je ovšem také patrné, že rezonanční kmitočet neleží na vypočteném kmitočtu, nýbrž na kmitočtu 5,545 GHz. Jelikož světle zelená křivka pro polohu koaxiálního napájení $X = 2$ má hodnotu $S_{11} = -42,031$ dB, lze ji považovat za vstupní parametr pro pozdější analýzu.



Obr. 6.4 Průběh činitele odrazu pro různou polohu koaxiálního napájení

Poloměr kruhového patche udává, na jakém rezonančním kmitočtu anténa pracuje, pro vypočtenou hodnotu $a = 8,039$ mm je to tedy výše zmíněných 5,545 GHz. Ze vzorců pro výpočet poloměru kruhového patche (6.3) a (6.4) lze vyčíst, že při zvyšování rezonančního kmitočtu f_r se poloměr patche a zmenšuje a naopak. Byla provedena další parametrická analýza, kde byl zjištěn takový poloměr kruhového patche, aby splňoval podmínku zadaného pásma 5.725 až 5.875 GHz a anténa měla dobré přizpůsobení v souvislosti s polohou koaxiálního napájení. Na Obr. 6.5 je vidět rozmítání poloměru

patche pro $a = 7,5\text{mm}$ s krokem $0,25\text{mm}$ do $a=8,5\text{mm}$. Z Obr. 6.5 je zcela jasné, že hledaný rezonanční kmitočet pro pásmo $5,725\text{ GHz}$ až $5,875\text{ GHz}$ bude ležet někde v okolí poloměru $a = 7,75\text{mm}$. Poloměru $a = 7,75\text{mm}$ odpovídá rezonanční kmitočet $f_r = 5,779\text{GHz}$, což spadá do zvoleného kmitočtového pásma.

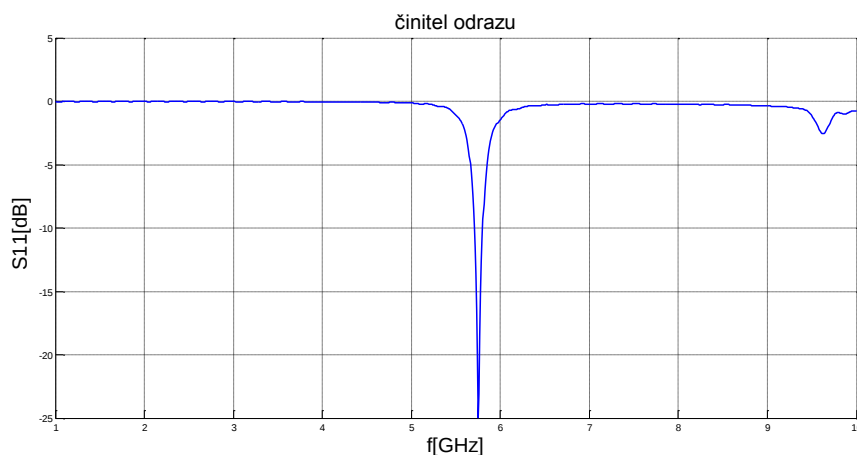


Obr. 6.5 Činitel odrazu pro různý rozměr kruhového patche

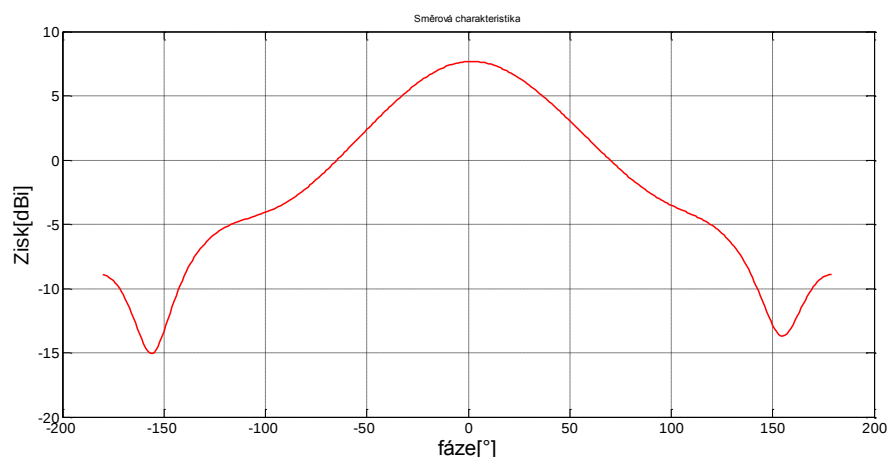
Z výše získaných poznatků lze použít parametry $a = 7,75\text{mm}$ a $X = 2$. Obr. 6.6 ukazuje, že bylo dosaženo hodnoty činitele odrazu $S_{11} = -25\text{dB}$ pro $f_r = 5,752\text{ GHz}$, což spadá do zadaného pásma a hodnota činitele odrazu se dá považovat za dobré přizpůsobení antény.

Směrové charakteristiky ukazují Obr. 6.7 a Obr. 6.8. Z těch vyplývá, že se jedná o směrovou anténu s maximálním ziskem k rovině kolmou na vyzařování $7,7\text{ dBi}$ a úrovní postranních laloků roviny $x\text{-}z$ $-16,6\text{ dB}$ a $y\text{-}z$ také $-16,6\text{ dB}$. Šířka pásma pro pokles činitele odrazu o -10 dB lze vypočítat jako:

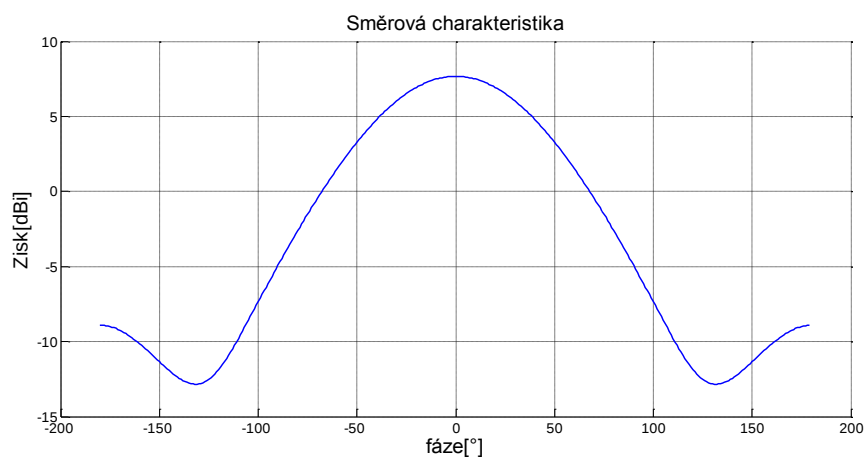
$$BW = \frac{\Delta f_{-10\text{dB}}}{f_r} \cdot 100 = \frac{(5,8023 - 5,7058) \cdot 10^9}{5,752 \cdot 10^9} \cdot 100 = 1,677\% \quad (6.6)$$



Obr. 6.6 Průběh činitele odrazu pro $a = 7,75\text{mm}$ a $X = 2$



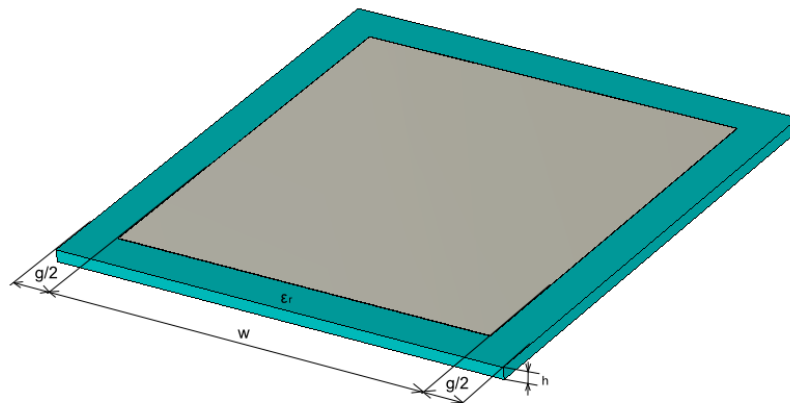
Obr. 6.7 Směrová charakteristika antény v Kartézských souřadnicích v rovině X-Z



Obr. 6.8 Směrová charakteristika antény v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z

6.2 Návrh EBG struktury

Anténa byla navržena pro zadané kmitočtové pásmo 5.725 - 5.875GHz a nyní je třeba navrhnout EBG strukturu pomocí náhradního modelu v CST MWS. V kapitole 2.6 je naznačen postup, jak provádět analýzu EBG struktury z náhradního modelu elementární buňky pro 1-D a 2-D EBG struktury. Jelikož se jedná o 1-D EBG strukturu a to superstrát, je nutné určit počáteční rozměry EBG buňky tak, aby činitel jakosti dosahoval co nejvyšší hodnoty. Úkolem je tedy dosáhnout co nejvyššího činitele jakosti, aby směrovost antény dosahovala maximálních hodnot viz kapitola 2.6. Rozměry 1-D EBG struktury ukazuje Obr. 6.9.

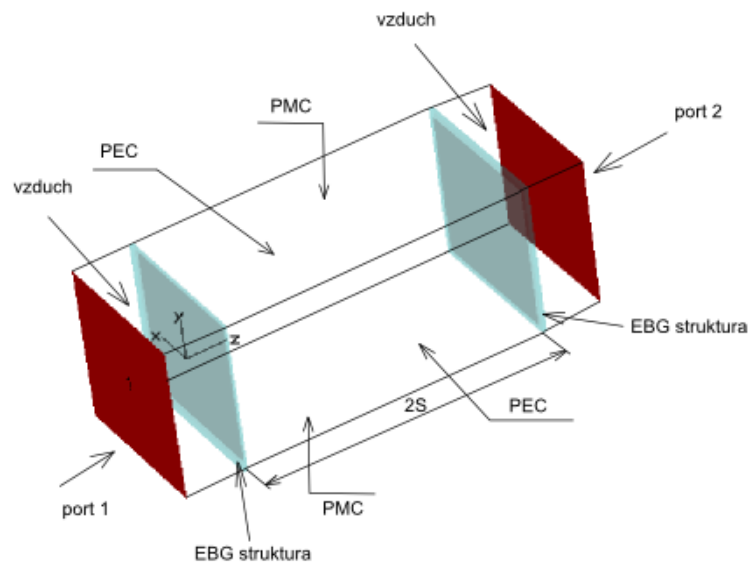


Obr. 6.9 Rozměry elementární buňky EBG substrátu

Aby bylo možné zjistit, při jakých rozměrech dosahuje EBG struktura nejvyššího činitele jakosti, je nutné vyšetřit činitel odrazu S_{11} a činitel přenosu S_{21} dané struktury. Prvním testovaným parametrem je činitel přenosu S_{21} , na Obr. 6.10 je nastavení okrajových podmínek pro testování činitele přenosu S_{21} .

Sledovanými parametry jsou šířka EBG buňky w a mezera mezi sousedními buňkami g . Počáteční rozměr buňky $w+g$ je zvolen jako $\lambda/2$ [23], kde uvažovaná vlnová délka pro kmitočet $f_r = 5,725\text{GHz}$ je $\lambda = 52,4\text{mm}$, počáteční rozměry pro simulaci lze tedy zvolit jako $w+g = 26,2\text{mm}$, z toho vyplývá, že volba parametrů w a g může být $w = 24\text{mm}$ a zbylá hodnota mezery mezi EBG elementy $g = 2,2\text{mm}$, protože rozměr w se volí v rozmezí $0,75(w+g)$ až $0,95(w+g)$.

Na Obr. 6.11 je vidět kmitočtový průběh činitele přenosu S_{21} , kde jsou dva rezonanční kmitočty, z nichž ten správný je ten druhý na kmitočtu 5.821 GHz . Je to dáno rozložením elektrického pole buňky. Intenzita elektrického pole uprostřed buňky je maximální při první rezonanci, avšak u druhé rezonance je intenzita elektrického pole nulová. U magnetického pole je tomu naopak, v poloze reflektoru (v tomto případě EBG element) je magnetické pole pro první rezonanci nulové a pro druhou rezonanci maximální. Rozložení elektrického pole ukazují Obr. 6.12 a.) a b.), rozložení magnetického pole ukazují Obr. 6.13 a.) a b.).

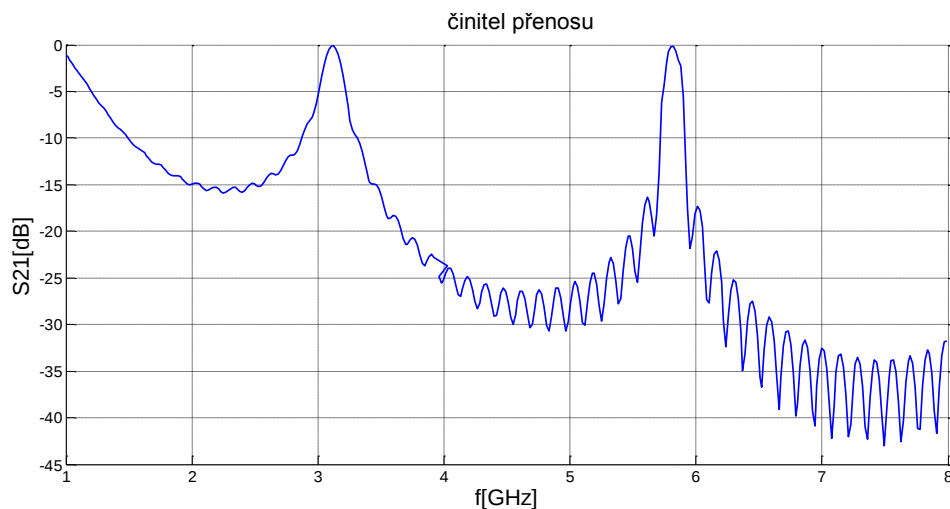


Obr. 6.10 Nastavení okrajových podmínek pro testování činitele přenosu S_{21}

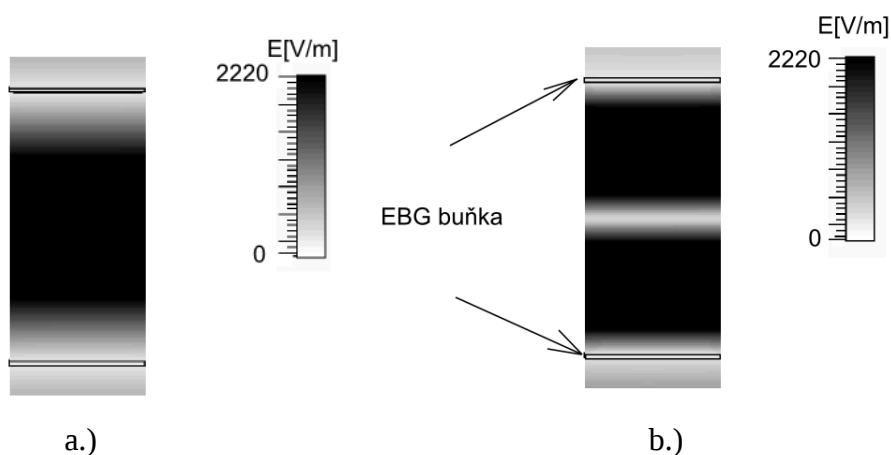
Z Obr. 6.10 je patrné, že je třeba určit ještě vzdálenost $2S$, mezi oběma EBG elementy. Kapitola 2.4 se zabývá popisem EBG superstrátu obecně, z uvedených vztahů lze najít jeden pro výpočet vzdálenosti S mezi zemí a fokusujícím EBG superstrátem dle:

$$S = \left(\frac{\phi_R}{\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{4} + \frac{\lambda}{2} N, \quad (6.7)$$

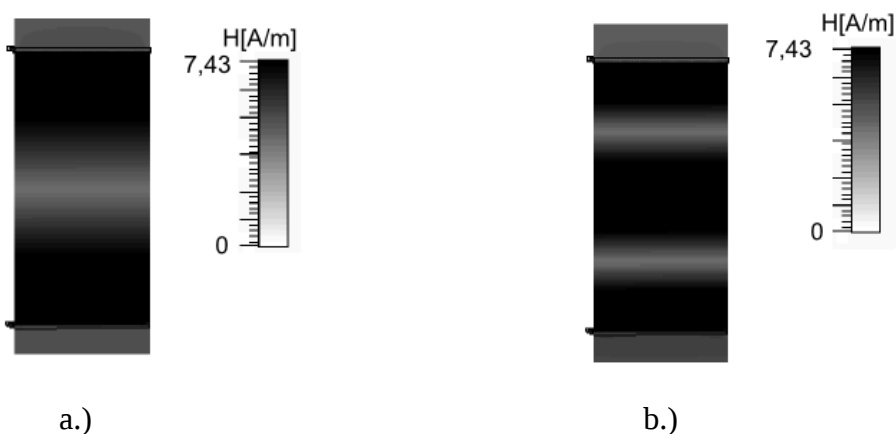
,kde ϕ_R je fáze odražené vlny, pokud se $\phi_R = \pi$, odražená vlna dopadá kolmo na fokusující EBG strukturu a vzdálenost S je potom dána jako násobky $\lambda/2$, čili mimo činitel odrazu je nutné také vyšetřit fázi koeficientu odrazu. Vzdálenost S tedy dosahuje hodnoty $S = 26,2$ mm, což odpovídá jednomu násobku poloviny vlnové délky.



Obr. 6.11 Kmitočtový průběh činitele přenosu navrhované EBG struktury



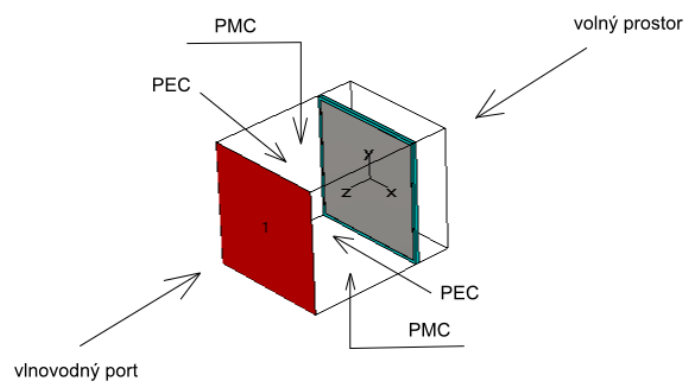
Obr. 6.12 Rozložení elektrického pole při a.) první rezonanci b.) druhé rezonanci



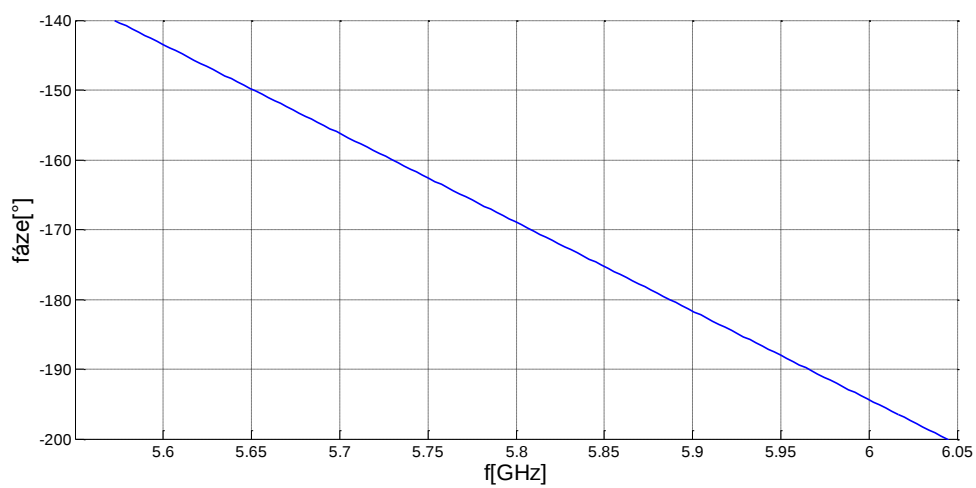
Obr. 6.13 Rozložení magnetického pole při a.) první rezonanci b.) druhé rezonanci

Nyní je třeba vyřešit průběh koeficientu odrazu S_{11} , nastavení elementární buňky ukazuje Obr. 6.14, jde o obdobné nastavení jako u testování činitele přenosu S_{21} , jen je zde použita pouze jedna elementární buňka, ta je vzdálena od portu ve vzdálenosti S . Obr. 6.15 ukazuje průběh fáze činitele odrazu, kde pro uvažovanou hodnotu rezonančního kmitočtu $f_r = 5.821$ GHz dosahuje fáze hodnoty $\phi_r = -171,5^\circ$, což je velmi blízko hodnotě -180° a tím i rezonanci. Hodnoty jsou pouze orientační, jejich správnost byla ověřena v porovnání s teorií a poslouží k bližšímu zkoumání v další podkapitole, kde bude rozebráno přiložení EBG struktury k navržené anténě kruhového patche ve vzdálenosti S a optimalizace pro navrhované pásmo. Kmitočtový průběh činitele odrazu lze vidět na Obr. 6.16. Činitel jakosti lze nyní vypočítat dle:

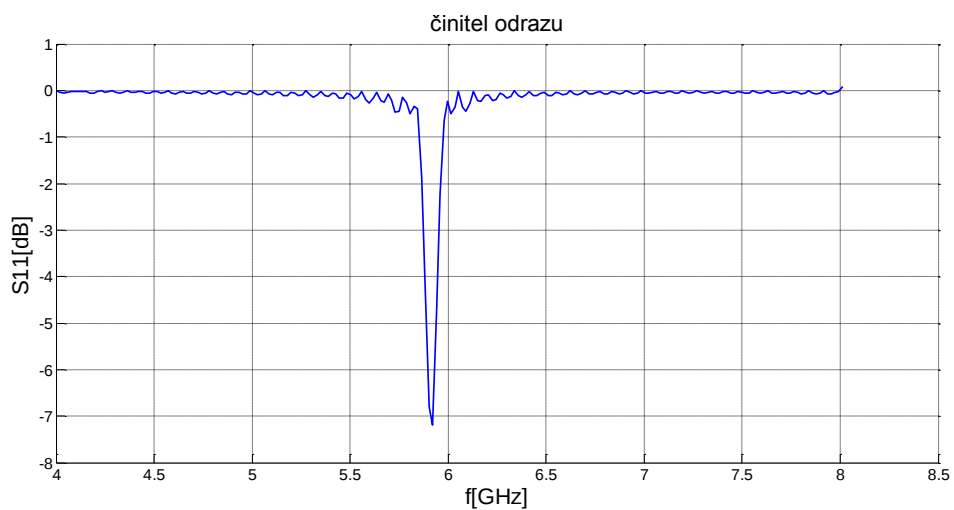
$$Q = \frac{f_r}{\Delta f_{-3dB}} = \frac{5,821}{0,0817} = 71,26 \quad (6.8)$$



Obr. 6.14 Nastavení okrajových podmínek pro testování činitele odrazu



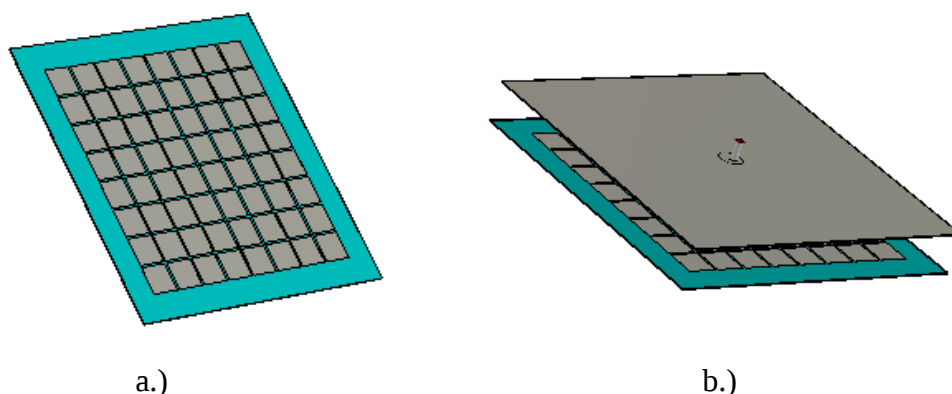
Obr. 6.15 Průběh fáze koeficientu odrazu



Obr. 6.16 Kmitočtový průběh činitele odrazu navrhované EBG struktury

6.3 Anténa s EBG superstrátem

Tato kapitola se zabývá přiložením superstrátu k již impedančně přizpůsobené anténě a její optimalizací. Kapitola 6.2 se zabývala návrhem EBG struktury, avšak pouze jednoho EBG elementu, výsledná struktura obsahuje čtvercovou síť EBG buněk 8x8 o rozměrech 250x250mm, nutností je také změna rozměrů substrátu navrhované antény na rozměr superstrátu. Navrženou EBG strukturu a model výsledné antény po přiložení superstrátu lze vidět na Obr. 6.17 a.) a b.). Dle předešlých simulací je umístěna vytvořená EBG struktura do vzdálenosti $S = \lambda / 2 = 26,2$ mm.



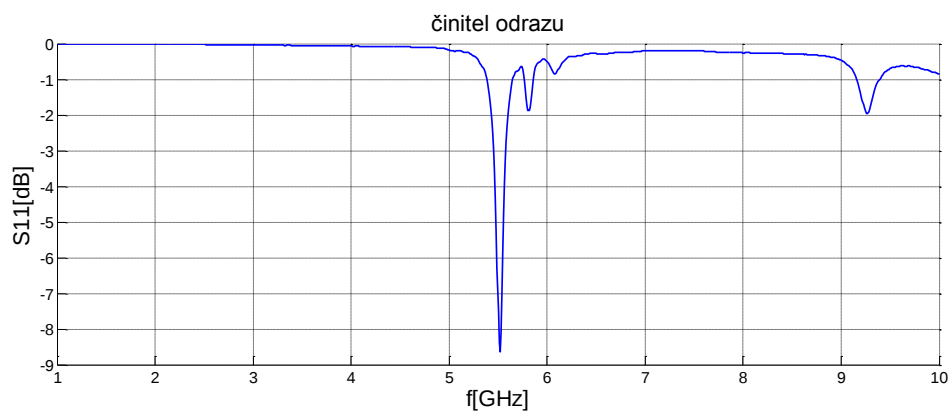
Obr. 6.17 a.) Navržená EBG struktura a b.) výsledná anténa s EBG superstrátem

V následujícím kroku je třeba zjistit činitel odrazu a směrovou charakteristiku navrhované antény, pro připomenutí již dosažené geometrické parametry jsou uvedeny v Tab. 6.1.

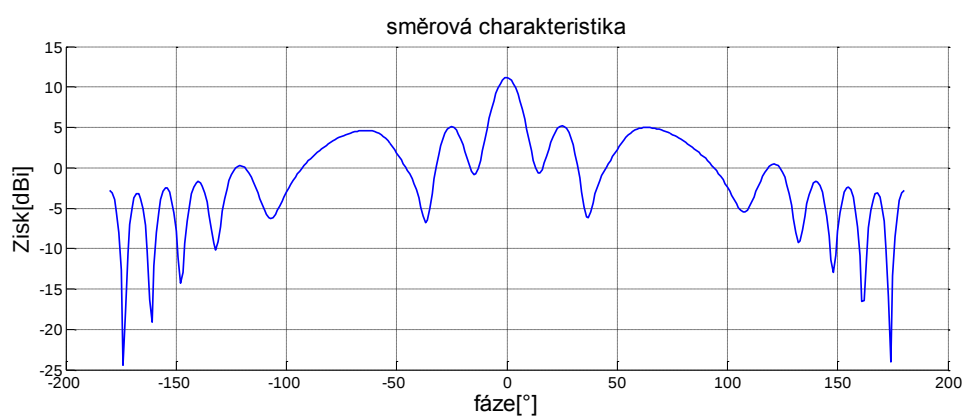
Tab. 6.1 : Vstupní parametry pro optimalizaci EBG struktury :

Parametr	Hodnoty
Poloměr kruhového patche	$a = 8,039$ mm
Vzdálenost napájení od středu antény	$X = 2$ mm
Rozměr jednoho EBG elementu	$w = 25$ mm
Rozměr mezery mezi EBG elementy	$g = 1,2$ mm
Činitel jakosti	$Q = 71,26$

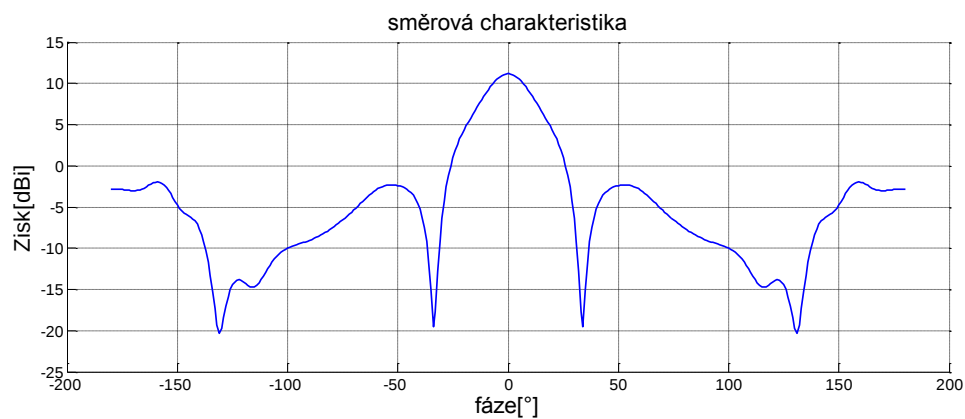
Na Obr. 6.18 je vidět průběh činitele odrazu navrhované antény, z něhož je patrné, že impedanční přizpůsobení je špatné, odpovídá hodnotě činitele odrazu na rezonančním kmitočtu $S_{11} = -8,65$ dB. Směrovou charakteristiku v rovině E a H ukazují Obr. 6.19 a Obr. 6.20, došlo sice k zlepšení zisku ve směru kolmém na rovinu zářiče, ale pouze na hodnotu $D = 11.2$ dBi, což je o 3,5dBi lepší než původních 7,7 dBi. Dalším zkoumáním bude optimalizace zisku antény a impedančního přizpůsobení tak, aby v první řadě dosahovala anténa se superstrátem lepšího impedančního přizpůsobení a většího zisku kolmého na směr zářiče.



Obr. 6.18 Kmitočtová závislost průběhu činitele odrazu pro neoptimalizovanou anténu



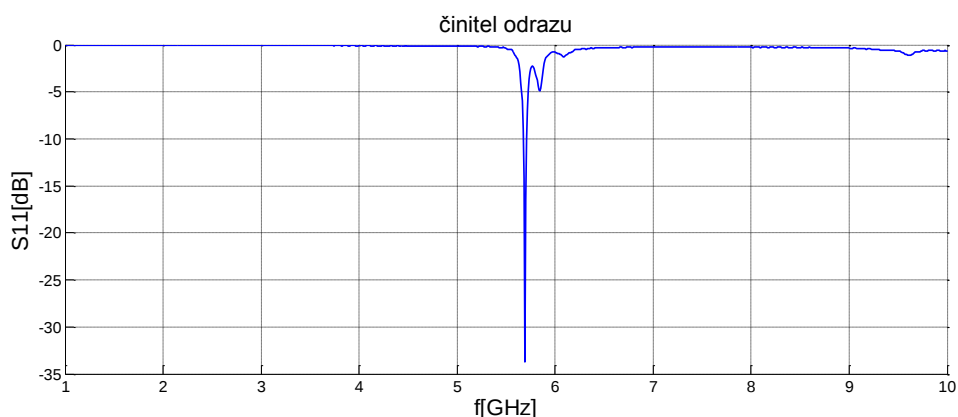
Obr. 6.19 Směrová charakteristika antény se superstrátem v Kartézských souřadnicích v rovině X-Z



Obr. 6.20 Směrová charakteristika antény se superstrátem v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z

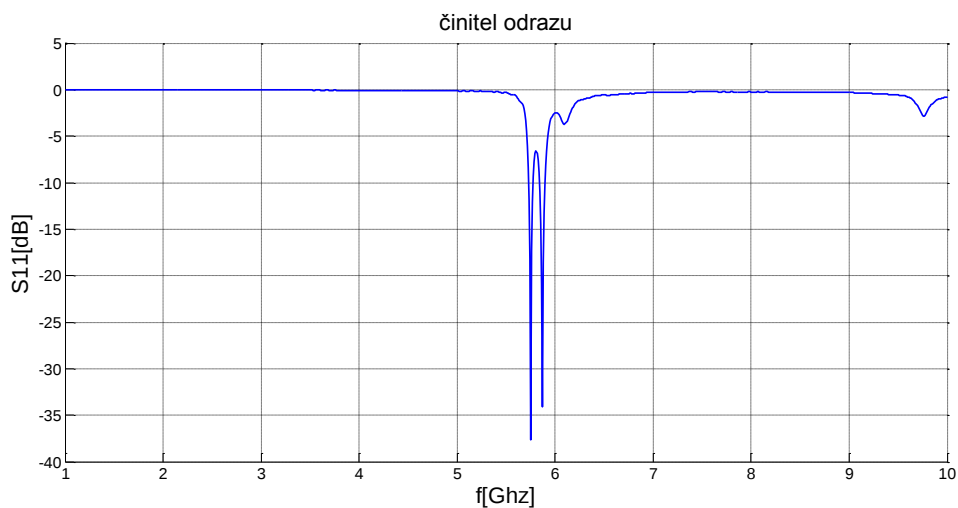
V první řadě byla zaměřena pozornost na průběh činitele odrazu z Obr. 6.18, rezonanční kmitočet se posunul do uvažovaného pásma 5,725 – 5,875 GHz. To bylo provedeno změnou poloměru patche a a pozicí koaxiálního napájení X . Řešením jsou takové hodnoty a a X , které vyhovují impedančnímu přizpůsobení uvažovaného pásma. Optimalizací pomocí algoritmu *Trust framework region* na co nejmenší hodnotu činitele odrazu v pásmu 5,725 – 5,875 GHz bylo dosaženo následujících hodnot (ostatní hodnoty EBG struktury zůstaly nepozměněny) $X = 1,5$ mm, $a = 7,71$ mm.

Obr. 6.21 ukazuje průběh činitele odrazu pro optimalizovanou anténu, kde se dosáhlo činitele odrazu $S_{11} = -33,69$ dB, avšak na kmitočtu $f_r = 5.689$ GHz. Impedanční přizpůsobení neleží v žádaném pásmu, po sérii parametrických analýz byly parametry poloměru kruhového patche a a vzdálenosti koaxiálního napájení X od středu antény upraveny na hodnoty $X = 2,1$ mm a $a = 7,605$ mm.



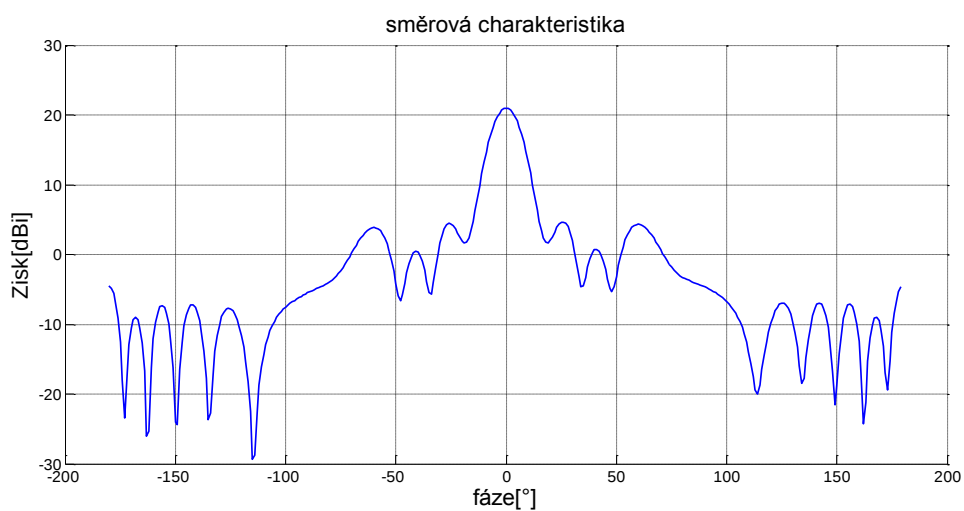
Obr. 6.21 Činitel odrazu pro anténu po optimalizaci parametrů a a X

Na Obr. 6.22 je vidět konečný průběh činitele odrazu optimalizované antény pro $X = 2,1$ mm a $a = 7,605$ mm. Průběh ukazuje výskyt dvou rezonančních kmitočtů v požadovaném pásmu.

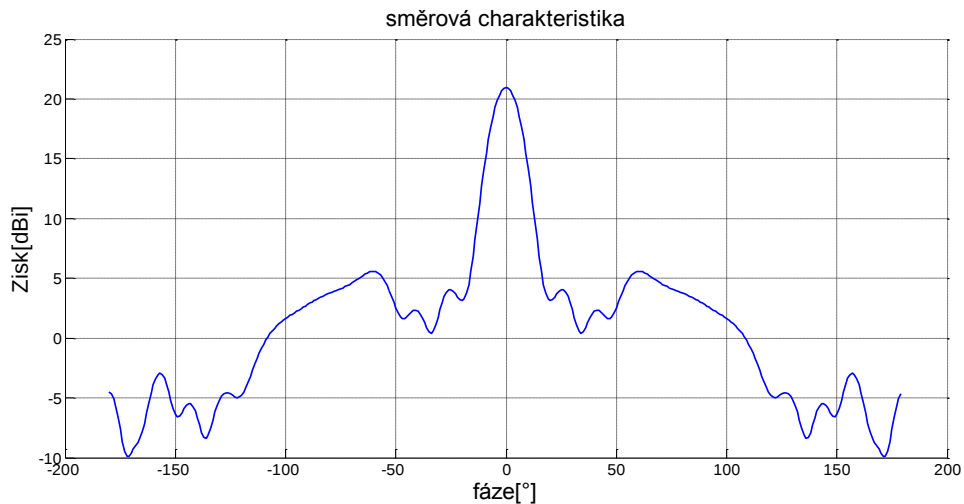


Obr. 6.22 Výsledný činitel odrazu optimalizované antény

Obr. 6.23 a Obr. 6.24 ukazují výsledné průběhy směrových charakteristik v kartézských souřadnicích. Z nich plyne, že jde o směrovou anténu se ziskem 21dBi v rovině kolmé na směr zářiče a úrovní potlačení bočních laloků na -16,3dB.



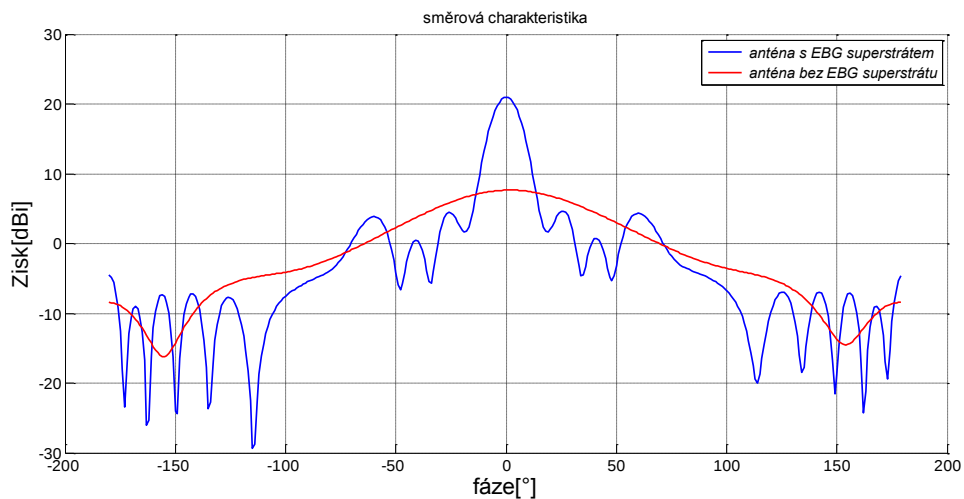
Obr. 6.23 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích a rovině X-Z



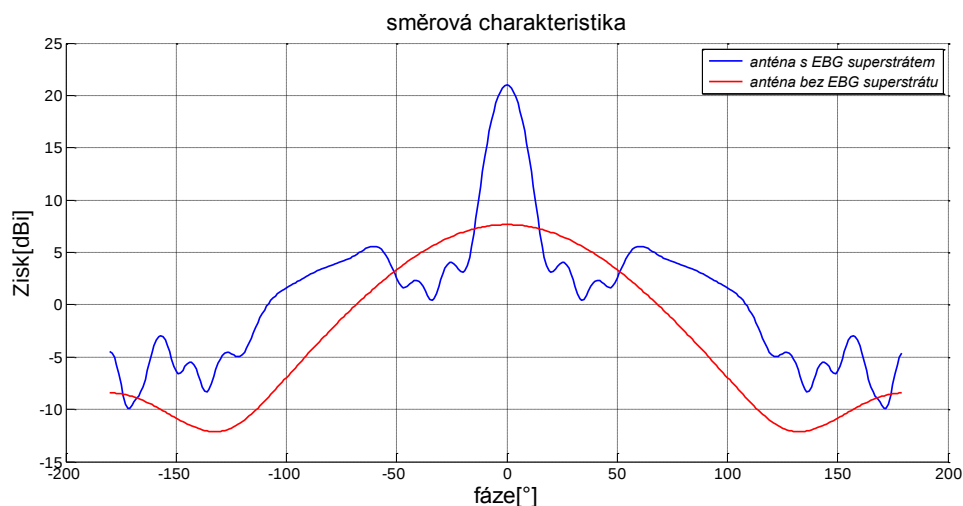
Obr. 6.24 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z

6.4 Porovnání výsledků a vlivu EBG superstrátu

Tato kapitola je věnována shrnutí dosavadních výsledků, resp. porovnání směrových charakteristik antén bez EBG superstrátu a s ním. Na Obr. 6.25 a Obr. 6.26 je vidět porovnání směrových charakteristik v rovině x-z a y-z superstrátu s EBG strukturou a bez ní. Z těch je patrné, že bylo dosaženo fokusace směrové charakteristiky na rovinu kolmou na směr záření. Výsledkem je zlepšení zisku na rovinu kolmou na směr záření z hodnoty 7,7 dBi na hodnotu 21 dBi, úroveň potlačení bočních laloků je -16,3 dB pro rovinu x-z a -15,4 dB pro rovinu y-z z původních -16,6 dB pro anténu bez EBG substrátu v obou rovinách.



Obr. 6.25 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích v rovině X-Z



Obr. 6.26 Směrová charakteristika v Kartézských souřadnicích v rovině Y-Z

Shrnutí:

Výsledné rozměry jsou uvedeny v následující tabulce Tab. 6.2:

Tab. 6.2: Výsledné parametry antény s EBG strukturou

Parametr	název	rozměr[mm]
Mezera mezi EBG elementy	g	1,3
Šířka EBG elementu	W	25
Poloměr kruhového patche	a	7,605
Vzdálenost mezi deskou EBG struktury a deskou patche	S	26,2
Vzdálenost koaxiálního napájení od středu antény	X	2,1

Přehled dosažených výsledků činitelů odrazu, zisku antény a potlačení bočních laloků pro anténu bez EBG substrátu a s EBG substrátem jsou uvedeny v Tab. 6.3

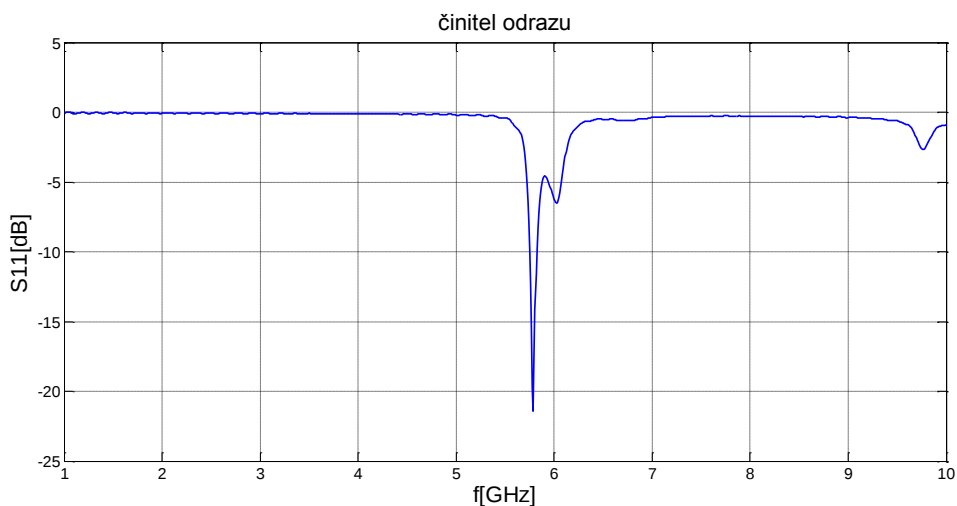
Tab. 6.3: Dosažené výsledky antény s EBG strukturou a bez ní

Anténa s EBG strukturou			Anténa bez EBG struktury	
parametr	jedn.	hodnota	jedn.	hodnota
S_{11}	dB	-34,8	dB	-25
Zisk	dBi	21	dBi	7,7
Potlačení bočních laloků pro rovinu XZ	dB	-16,3	dB	-16,6
Potlačení bočních laloků pro rovinu YZ	dB	-15,4	dB	-16,6

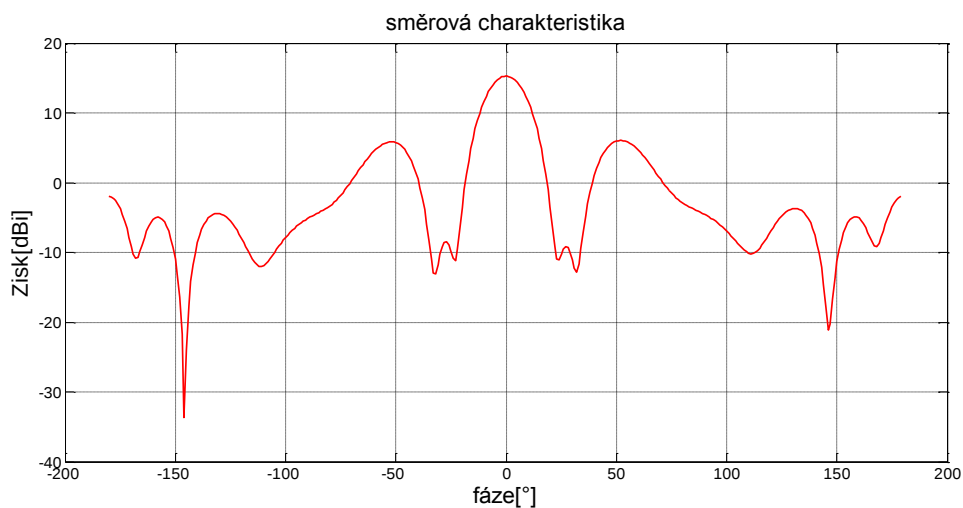
6.5 Anténa s EBG strukturou 4x4

Z důvodu zjištění, že dílna ústavu radioelektroniky nemá dostatečné prostředky pro vytvoření tak velkého plošného spoje s rozměry 250mm X 250mm a cena výroby u jiných výrobců je příliš vysoká, bylo nutné redukovat počet EBG elementů na matici 4x4. K realizaci byla nakonec kvůli redukci zvolena tato struktura. Rozměry obou desek jak antény, tak desky patche byly redukovány na rozměry 135mm X 135mm, parametry navržené EBG struktury byly převzaty z předchozí kapitoly. Návrh a optimalizace antény byly vysvětleny v předchozích kapitolách, zde jsou uvedeny pouze výsledky s použitím parametrů z Tab. 6.2.

Na Obr. 6.27 je vidět průběh činitele odrazu, ten dosahuje hodnoty na kmitočtu $f_r = 5,788$ GHz činitele odrazu $S_{11} = -21,4$ dB při zachování původních parametrů. Obr. 6.28 a Obr. 6.29 ukazují průběhy směrových charakteristik v rovinách x-z a y-z při zachování původních rozměrů. Z výsledků je patrné, že došlo ke zvýšení činitele odrazu v daném pásmu z -37,7 dB na hodnotu -21,4 dB a ke snížení zisku antény v rovině kolmé na rovinu zářiče z 21 dBi na hodnotu 15,3 dBi.

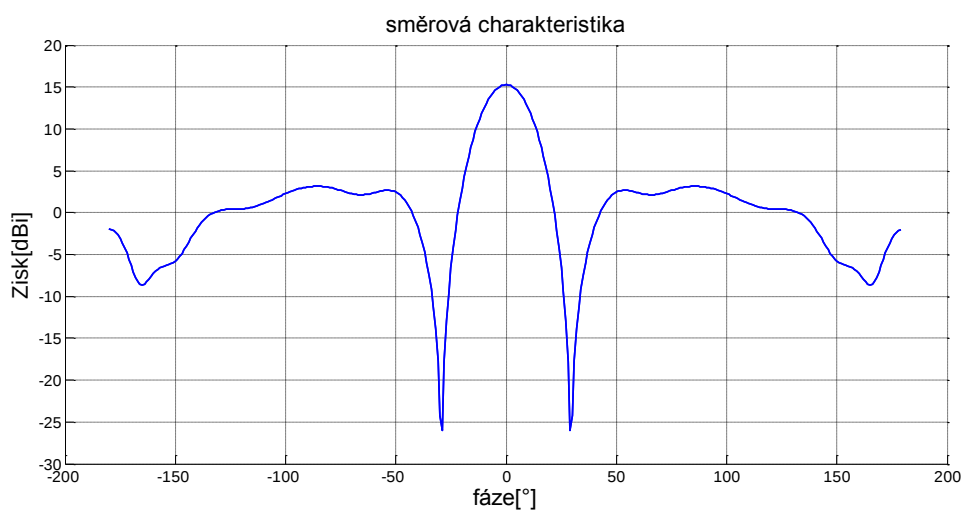


Obr. 6.27 Průběh činitele odrazu struktury 4x4 při zachování původních rozměrů



Obr. 6.28 Směrová charakteristika antény pro 4x4 EBG strukturu v kartézských souřadnicích a rovině x-z

Při rozmítání geometrických parametrů (poloměr kruhového patche, pozice napájení, šířka EBG buněk) nebyla nalezena žádné lepší parametry než ty uvedené v předchozí kapitole pro návrh struktury s EBG struktou 8x8.



Obr. 6.29 Směrová charakteristika antény pro 4x4 EBG strukturu v kartézských souřadnicích v rovině y-z

7 SIMULACE V ANSOFT HFSS

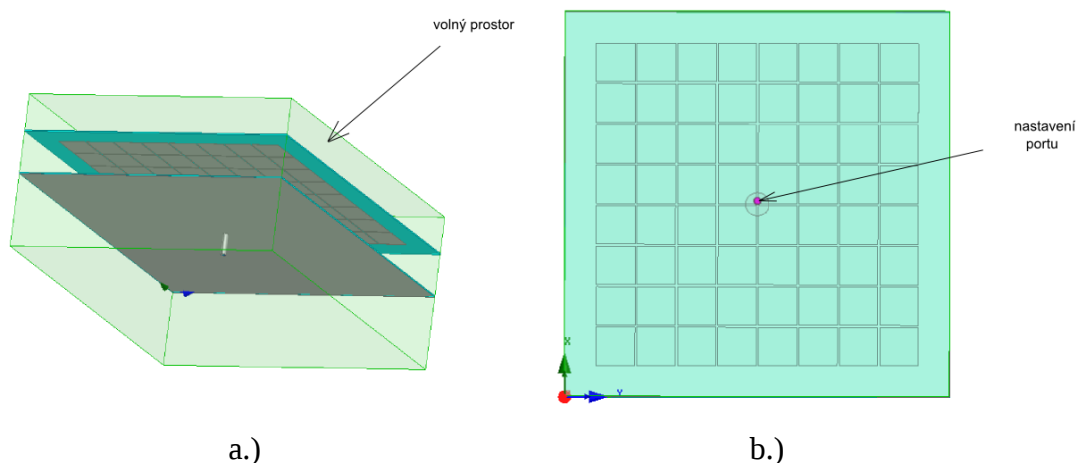
Jako referenční prostředí pro simulaci anténních struktur byl zvolen Ansoft HFSS. Jelikož HFSS používá výpočetní metodu „Finite Element method“ – FEM, lze očekávat rozdíly, které budou diskutovány jako součást kapitoly.

7.1 Nastavení

Rozdíl mezi Ansofem HFSS a CST Microwave studio je hlavně ve výpočetních metodách, jenže nastavení simulací vytvořeného modelu je z uživatelského hlediska jiné než u HFSS, proto se tato podkapitola zabývá nastavením simulací v HFSS.

V první řadě musí uživatel vytvořit model antény, definovat materiál všech prvků a hraniční podmínky. Obr. 7.1 a.) Ukazuje vytvořený model v prostředí HFSS a Obr. 7.1 b.) ukazuje nastavení vlnovodného portu. V první řadě je třeba nastavit vlnovodný port a výpočetní metodu. Ansoft HFSS využívá 3 výpočetní typy Driven modal, Driven terminal a Eigenmode. Driven modal vypočítá moduly S-parametrů a matice S-parametrů je prezentována z hlediska energie dopadající a odražené vlny. Driven terminal vypočítá S-parametry na základě počtu vodičů jednotlivého přenosového vedení a nakonec Eigenmode vypočte rezonance a vidy navržené struktury a vytvoří pole na těchto rezonančních kmitočtech. Z výše uvedeného nastavení vyplývá, že se bude jednat o typ Driven modal.

Dále se nastaví port do již vytvořeného koaxiálního vedení, program umožňuje nastavit 2 typy portů vlnovodný (Waveguide) a soustředěný (Lumped), pro simulaci byl zvolen Lumped port. Posledním krokem je nastavení simulace, kde bylo nastaveno rozmitání od 1GHz do 10GHz s krokem 0,1GHz. Po kontrole simulace je možné přejít rovnou k analýze, kde si pak uživatel v záložce výsledků přidá, co potřebuje zjistit za parametry.



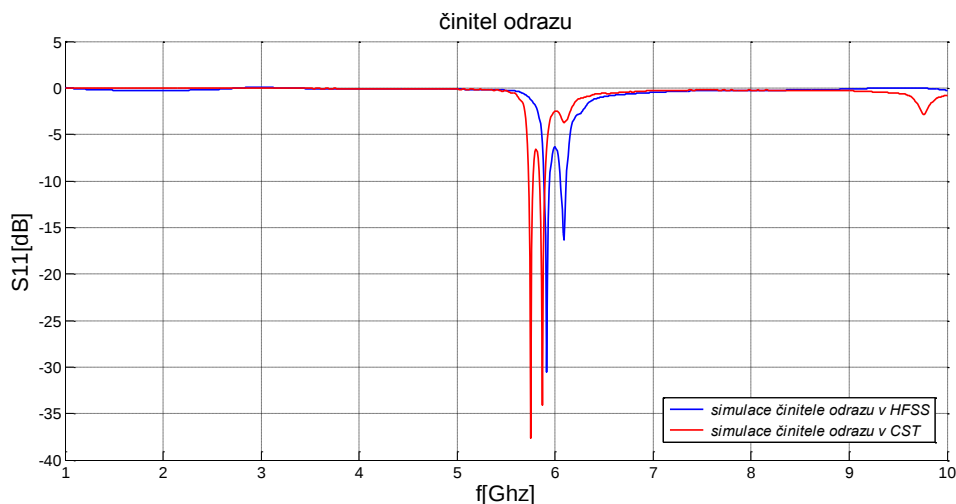
Obr. 7.1 a.) Vytvoření model v programu Ansoft HFSS a b.) Nastavení vlnovodného portu

7.2 Výsledky analýzy a porovnání s výsledky v CST MWS

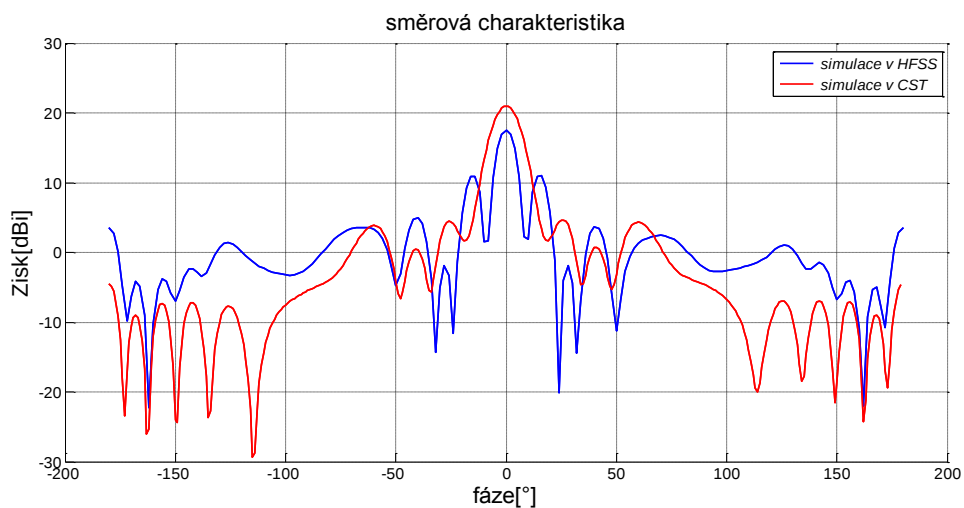
V této kapitole jsou prezentovány výsledky simulací v prostředí Ansoft HFSS a rovnou porovnány s výsledky v prostředí CST Microwave studio.

Výsledky pro původní EBG strukturu 8x8:

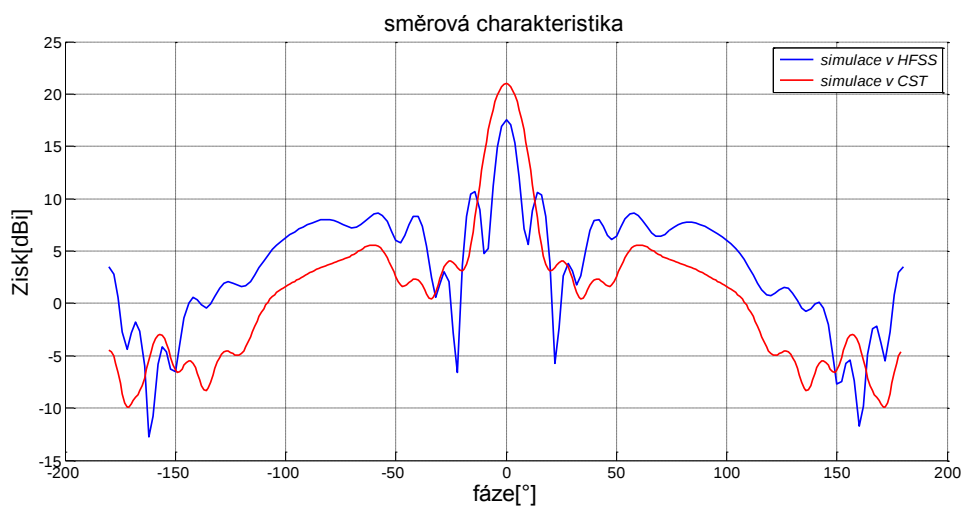
Z Obr. 7.2 poukazuje na srovnání simulovaných charakteristik v prostředích Ansoft HFSS a CST MWS studio. Průběhy jsou velmi podobné, avšak rezonanční kmitočty jsou od sebe posunuty CST MWS vypočetlo první rezonanční kmitočet na $f_{r1}=5,752\text{GHz}$ s činitelem odrazu $S_{11}=-37,67\text{dB}$ a druhý rezonanční kmitočet na $f_{r2}=5,869\text{GHz}$ s činitelem odrazu $S_{11}=-34,08\text{dB}$. Zatímco Ansoft HFSS vypočetl první rezonanční kmitočet $f_{r1}=5,91\text{GHz}$ s činitelem odrazu $S_{11}=-30,54\text{dB}$ a druhý rezonanční kmitočet na $f_{r2}=6,09\text{GHz}$ s činitelem odrazu $S_{11}=-16,38\text{dB}$. Na Obr. 7.3 a Obr. 7.4 vykreslily programy křivky pro směrové charakteristiky v rovinách x-z a y-z. Hlavním parametrem je zisk antény v obou rovinách bylo dosaženo zisku v programu CST MWS 21 dBi, zatímco Ansoft HFSS vypočetl hodnotu 17,56 dB. Všechny výsledky jsou uvedeny v Tab. 7.1.



Obr. 7.2 Srovnání průběhů činitelů odrazu v CST a HFSS



Obr. 7.3 Srovnání směrových charakteristik v rovině X-Z v CST a HFSS

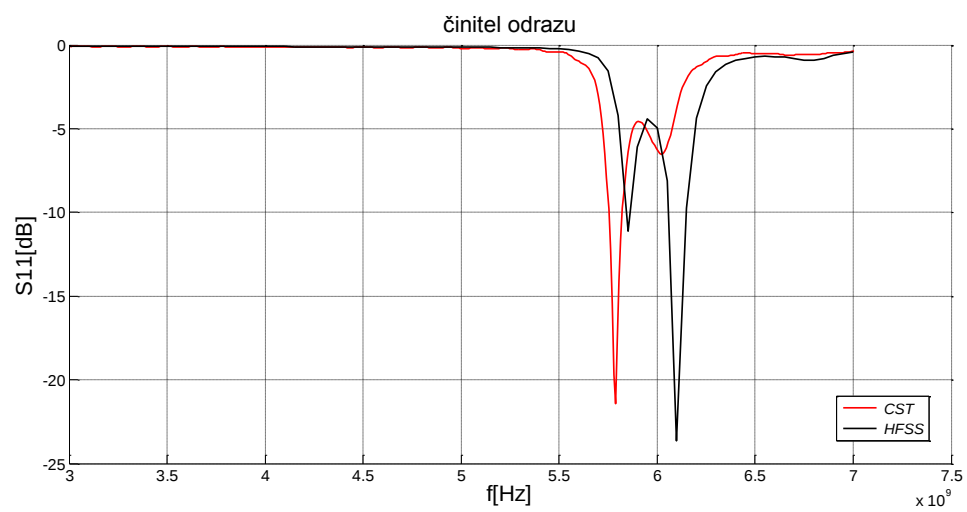


Obr. 7.4 Srovnání směrových charakteristik v rovině Y-Z v CST a HFSS

Tab. 7.1: Srovnání simulovaných parametrů v CST MWS a Ansoft HFSS

	CST MWS	Ansoft HFSS
parametr [jedin.]	hodnoty	hodnoty
f_{r1} [GHz]	5,752	5,91
$S_{11_f_{r1}}$ [dB]	-37,67	-30,54
f_{r2} [GHz]	5,869	6,09
$S_{11_f_{r2}}$ [dB]	-34,08	-16,38
Zisk[dBi]	21	17,56

Výsledky pro EBG strukturu 4x4 :



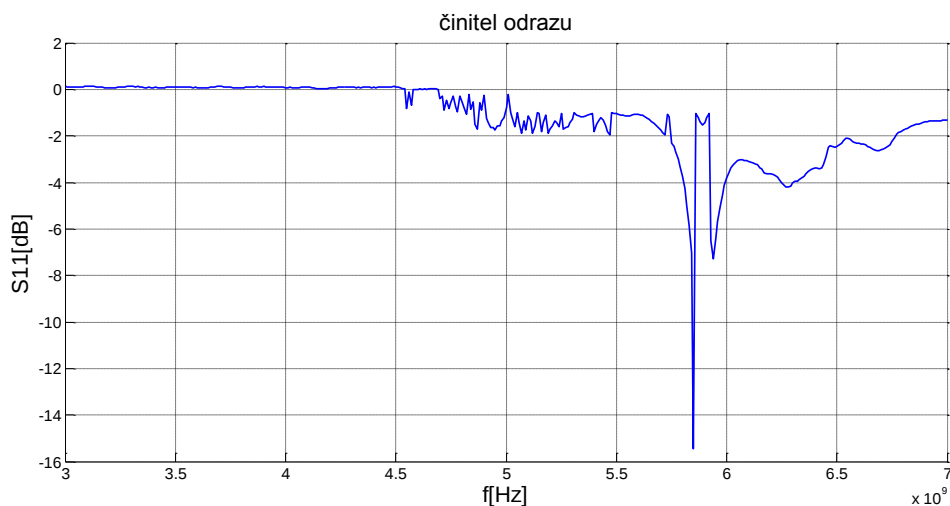
Obr. 7.5 Průběh činitele odrazu pro anténu s EBG strukturou 4x4

8 REALIZACE A MĚŘENÍ

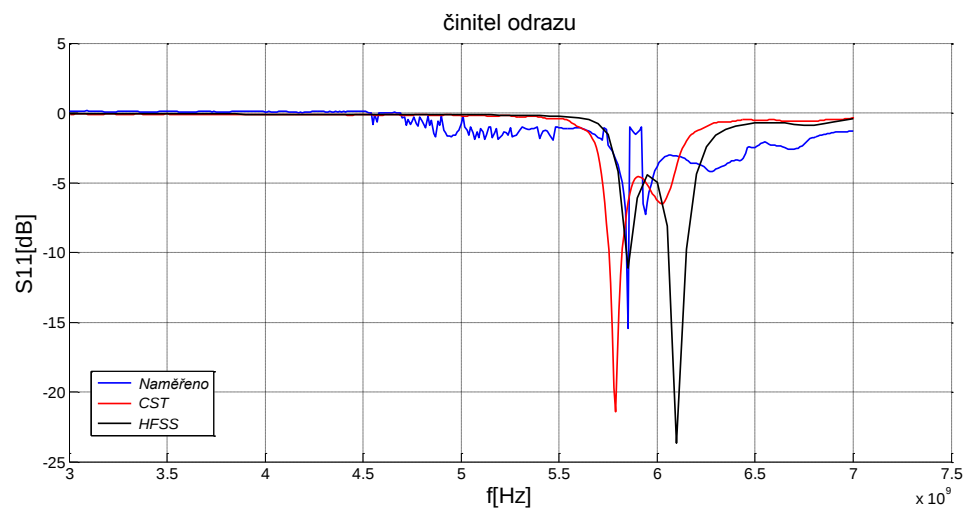
Následující kapitola obsahuje průběh činitele odrazu vytvořené antény a srovnání s nasimulovanými průběhy v programech Ansoft HFSS a CST MWS. Obr. 8.1 ukazuje průběh činitele odrazu pro vytvořenou anténu se strukturou 4x4 EBG elementy. Obr. 8.2 zobrazuje porovnání nasimulovaných průběhů činitelů odrazu s průběhem změřeným. Největší shodu má naměřený průběh (modrá křivka) s průběhem simulačního programu HFSS. Výsledky porovnání činitele odrazu s měřením uvádí Tab. 8.1.

Tab. 8.1: Srovnání simulovaných hodnot činitelů odrazu a měření

parametr	jedn.	Ansoft HFSS	CST MWS	Měření
f_r	GHz	5,85	5,788	5,85
S_{11}	dB	-11,11	-21,4	-15,45



Obr. 8.1 Změřený průběh činitele odrazu pro vytvořenou anténu



Obr. 8.2 Porovnání průběhů činitele odrazu nasimulované antény se změřeným průběhem

9 ZÁVĚR

Cílem úvodního semestrálního projektu byl popis a návrh EBG struktur. Nejprve byly popsány a odsimulovány 3 druhy antén, z nichž byla vybrána k realizaci PFSWA. U té se však nepodařilo dosáhnout vhodného impedančního přizpůsobení a tvaru směrových charakteristik pro požadovaný materiál ARLON 25N ($h = 0,762\text{mm}$, $\epsilon_r = 3,38$ a $\tan\delta = 0,00025$). Z tohoto důvodu bylo nutné použít jiný typ antény, k realizaci byl vybrán superstrát, který usměrňuje směrovou charakteristiku.

V projektu byl vytvořen model kruhové mikropáskové antény s usměrňující čtvercovou EBG strukturou, jež byl optimalizován z hlediska nejlepšího impedančního přizpůsobení v pásmu 5,725 - 5,875 GHz. Původní EBG strukturu 8x8 bylo nutné minimalizovat na strukturu 4x4 kvůli výrobním možnostem dílny na Ústavu Radioelektroniky. Výsledkem minimalizace bylo snížení zisku v rovinách E a H a také ke snížení impedančního přizpůsobení antény.

Projekt se také zabýval simulacemi navrhované struktury v programech Ansoft HFSS a CST Microwave Studio. Výsledky simulací činitelů odrazu vykazují rozdíly mezi oběma programy. Důvodem mohou být rozdíly ve výpočetních metodách obou programů nebo také nastavení vlnovodného portu v programu Ansoft HFSS oproti programu CST Microwave Studio. Výsledky směrových charakteristik v obou programech vykazují shodu, většího zisku bylo dosaženo pomocí CST Microwave Studio.

Anténní struktura byla realizována, změřena a porovnána se simulacemi. Výsledky porovnání průběhů činitelů odrazu vykazují největší shodu s výsledky programu Ansoft HFSS. Změřená hodnota činitele odrazu dosahovala $S_{11} = -15,45\text{ dB}$ na kmitočtu 5,85GHz, což odpovídá navrhovanému pásmu. Směrové charakteristiky bohužel nebyly změřeny z časových důvodů.

LITERATURA

- [1] BALANIS, A. C. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2/E. New York: J. Wiley & Sons, 1996.
- [2] Folayan, O.; Langley, R. Compact EBG antenna. First European conference on antennas and propagation EuCap. 2006, p. 6-10.
- [3] Dan Qu; Shafai, L. Wideband Microstrip Patch Antenna with EBG Substrates. Antennas and propagation Society International Symposium. 2005 IEEE, vol 2A, p. 594-597.
- [4] Yang F., Rahmat-Samii Y.; *Electromagnetic Band Gap structures in Antenna Engineering*, Cambridge University Press 2009.
- [5] Dalia M.N. Elsheakh, Hala A. Elsadek, Esmat A. Abdallah .Antenna Design with Electromagnetic Band Gap Structures. Electronics Research Institute, Giza,Egypt.
- [6] Lačík, J.; Návrh antén a radiových spojů, T1:Úvod, základní pojmy z teorie antén, modelování a analýza mikrovlnných obvodů a antén. [přednáška] Brno.
- [7] Fallah-Rad, M.;Shafai I., Enhanced performance of Microstrip patch antenna using a High impedance EBG substrate, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003, Vol. 3, p. 982-985.
- [8] Jinwoo,Ch.; Noise Suppression and isolation in mixed-signal systems using alternating impedance electromagnetic bandgap (AI-EBG) structure. Dostupné z: <https://smartech.gatech.edu/handle/1853/10417>. Dissertation presented to academic faculty. Georgia Institute of Technology. 2006.
- [9] Naizhi Wang, Chong Zhang, Qingsherig Zeng, Naiqiang Wang, Jiadong Xu; Wideband high gain 1-D EBG resonator antenna. Wireless symposium(IWS). 2013 IEEE, p. 1-4.
- [10] Nováček Z., Elektromagnetické vlny, antény a vedení. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2007.
- [11] Raida, Z. ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY. Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika: Multimediální učebnice [online]. 2010. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>
- [12] Dan Qu; Shafai, L. The performance of microstrip patch antennas over high impedance EBG substrates within and outside its bandgap. 2005 IEEE international symposium on, vol.1, p. 423-426.
- [13] Stutzman Warren L., Gary A. Thiele, *Antenna theory and design*, J. Wiley & Sons, 1981.
- [14] Jacek Matuszczyk, *Antény prakticky*, BEN-Technická literatura, Praha 2005.
- [15] LUKEŠ Zbyněk. ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY. Antény a šíření elektromagnetických vln. Antény s kruhovou polarizací. Dostupné na <http://www.urel.feec.vutbr.cz/MASV/downloads/Lecture07.pdf>
- [16] Engheta N., An Idea for Thin Subwavelength Cavity Resonators Using Metamaterials With Negative Permittivity and Permeability. Antennas and Wireless Propagation letters, IEEE vol.1, p.10-13.
- [17] Sievenpiper, Dan; Lijun Zhang; Broas, R.F.J; Alexopolous, N.G.; Yablonovitch, E.; High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band. Microwave Theory and Techniques, IEEE Transaction on, 1999. Vol. 47, p. 2059-2074.

- [18] HORÁK, J.; Planární antény na substrátech s elektromagnetickými zádržnými pásmy. Brno, 2009. Dostupné na: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=21316.
Doktorská disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida.
- [19] Tian Hong Loh; High Impedance Surfaces Electromagnetic Band gap Metamaterials: Design approach and application for antenna engineering. Dostupné na: http://www.armms.org/media/uploads/15_armms_nov11_thongloh.pdf.
- [20] Ripin, N.; Awang, R.A; Sulaiman, A.A.; Baba, N.H.; Subahir, S. Rectangular microstrip patch antenna with EBG substrate. Research and Development (SCOrED), 2012 IEEE Student Conference on. 2012, p.266-271.
- [21] Yang,F.; Rahmat-Samii, Y.; Kishk, A.; Low profile patch-fed surface wave antenna with a monopole like radiation pattern. Microwaves, Antennas & Propagation, IET, vol.1, p. 261-266.
- [22] FERESIDIS, A., P., GOUSETTIS, G., WANG, S., VARDAXOGLU, C, J. Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, January, 2005, vol. 53, p.209-215.
- [23] KOVÁCS, P. Design and optimization of electromagnetic band gap structures. *Doctoral thesis*. Brno: Brno University of Technology, 2010. 72 stran, 1 příloha.
- [24] RAIDA a kol., Mikrovlnné struktury z netradičních materiálů, VUT Brno.
- [25] Vratislav Sokol, CST, Optimization techniques in CST Studio Suite. Dostupné na: https://www.cst.com/Content/Events/Downloads/eugm2011/Talk_6-1-4_CST_UGM_2011.pdf
- [26] RAIDA, Zbyněk. ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY. Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika: Multimediální učebnice [online]. 2010[cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>
- [27] Singiresu S. Rao , *Engineering optimization*, Theory and Practice, Third Edition, School of Mechanical Engineering, Purdue University, West Lafayette, Indiana. 1996 John Wiley & Sons.
- [28] Wolfram mathematica 9, Documentation center, Oxfordshire, United Kingdom – Corporate Headquarters. Dostupné na: <https://reference.wolfram.com/mathematica/tutorial/UnconstrainedOptimizationTrustRegionMethods.html>
- [29] S.Singer, John Nelder, Sholarpedia, the peer-reviewed open-access encyclopedia, 2009 Dostupné na: http://www.scholarpedia.org/article/Nelder-Mead_algorithm

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

D	Směrovost antény
η	Účinnost antény
G	Zisk antény
AR	Osový poměr (axial ratio)
TM	Transversálně magnetická vlna (Příčně magnetická vlna)
TE	Transversálně elektrická vlna (Příčně elektrická vlna)
Z_{in}	Vstupní impedance antény
S_{11}	činitel odrazu (uváděno v dB)
Q	činitel jakosti
BW	šířka pásma antény
f_r	rezonanční frekvence

PŘÍLOHA: FOTOGRAFIE REALIZOVANÉ STRUKTURY

A.1 Výsledná struktura – Spodní strana



A.2 Výsledná struktura – Horní strana

