

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

Fakulta elektrotechnická

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**Michal Červený**

**2014**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektromagnetického pole

**Charakteristické módy planárních zářičů  
s fraktální geometrií**

květen 2014

Vypracoval:

Bc. Michal Červený

Vedoucí práce:

doc. Ing. Pavel Hazdra, Ph.D.

České vysoké učení technické v Praze  
Fakulta elektrotechnická

katedra elektromagnetického pole

## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Červený Michal**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika  
Obor: Bezdrátové komunikace

Název tématu: **Charakteristické mody planárních zářičů s fraktální geometrií**

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se s využitím fraktální geometrie pro účely miniaturizace planárních zářičů (v podobě tzv. mikropáskových antén).

Analyzujte vámi vybrané fraktální motivy aplikací pro výpočet charakteristických módů, zaměřte se na minimálně dvě fraktální geometrie (vzniklé fraktalizací celé plochy / jen hranice) různých iterací.

Při modální analýze se zaměřte na studium proudových a nábojových distribucí, rezonančních frekvencí, činitele jakosti a případně ztrát v kovu pro různé iterace a různé výšky motivu nad zemní rovinou. Kriticky srovnajte vlastnosti fraktálních struktur s výchozím euklidovským motivem.


Pro vybrané mody fraktálních zářičů navrhnete vhodné napájení, vybudte je v simulátoru CST-MWS a vybrané vzorky (2-3 ks) vyrobte a změřte.

Seznam odborné literatury:

- [1] Wu, W., Wang, B., Shao, W.: Characteristic mode analysis of planar fractal antenna, IEEE APS 2005 (dostupne pres IEEE XPLORE)
- [2] Wu, W., Wang, B., Yang, X., Zhang, Y.: A pattern-reconfigurable planar fractal antenna and its characteristic mode analysis, IEEE Trans. AP, Vol. 49, No. 3, 2007 (dostupne pres IEEE XPLORE)
- [3] Hazdra, P., Hamouz, P., Mazánek, M.: Theory of characteristic modes and its applications for analysis of fractal microstrip patch antennas, EuCAP 2007 (dostupné přes IEEE XPLORE)
- [4] Hazdra, P.: Planární fraktálové anténní struktury, disertační práce, FEL ČVUT, 2009

Vedoucí: doc.Ing. Pavel Hazdra, Ph.D.

Platnost zadání: LS 2014/2015

  
prof. Ing. Miloš Mazánek, CSc.  
vedoucí katedry



  
prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 28. 1. 2014

## **Poděkování**

Tímto bych rád poděkoval především doc. Ing. Pavlovi Hazdrovi, Ph.D. za odborné vedení této diplomové práce, cenné rady, vstřícný přístup a zasvěcení do zajímavé oblasti anténí techniky.

**Abstrakt:**

Práce se zabývá využitím fraktální geometrie za účelem zmenšení mikropáskových antén. Kromě využití komerčně dostupného full-wave simulátoru elektromagnetického pole je v této práci kladen důraz na analýzu pomocí tzv. charakteristických módů, které umožňují názornější fyzikální pohled na funkci zkoumaných anténních struktur.

**Abstract:**

This thesis deals with the use of fractal geometry in reducing microstrip antennas. Besides the use of a commercially available full-wave electromagnetic field simulator, this work focuses primarily on analysis using characteristic modes which enable a physically illustrative view of the studied antenna structures.

## **Čestné prohlášení**

Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou prací vypracoval sám s přispěním vedoucího práce a používal jsem pouze literaturu v práci uvedenou. Dále prohlašuji, že nemám námitek proti půjčování nebo zveřejňování mé diplomové práce nebo její části se souhlasem katedry.

V Praze dne 12. 5. 2014

Michal Červený

# Obsah

<b>1</b>	<b>ÚVOD</b> .....	<b>8</b>
<b>2</b>	<b>FRAKTÁLNÍ GEOMETRIE</b> .....	<b>9</b>
2.1	L-SYSTÉMY.....	11
2.2	IFS - SYSTÉM ITEROVANÝCH FUNKCÍ .....	12
<b>3</b>	<b>NUMERICKÉ METODY</b> .....	<b>13</b>
3.1	MOM - METODA MOMENTŮ .....	14
3.2	TCM - TEORIE CHARAKTERISTICKÝCH MÓDŮ.....	15
3.2.1	Úvod .....	15
3.2.2	Matematická formulace charakteristických módů.....	15
3.2.3	Výpočet charakteristických proudů a vlastních čísel .....	18
3.2.4	Výpočet celkového proudu.....	19
3.2.5	Třídění módů.....	19
3.2.6	Vlastní čísla.....	20
3.3	CST MICROWAVE STUDIO.....	21
3.3.1	Modelování v časové oblasti.....	22
3.3.2	Budící porty .....	23
3.3.3	Budící impuls.....	23
3.3.4	Postup simulace .....	23
<b>4</b>	<b>LIMITY DOSAŽITELNÉHO Q</b> .....	<b>25</b>
4.1	POLARIZOVATELNOST.....	26
<b>5</b>	<b>PATCHOVÁ ANTÉNA</b> .....	<b>28</b>
5.1	MODEL VEDENÍ TLM.....	29
5.2	MODÁLNÍ ANALÝZA NAVRŽENÉ PATCHOVÉ ANTÉNY .....	31
5.2.1	Vliv zemní roviny a poměru W/L na vlastnosti antény .....	34
<b>6</b>	<b>MODÁLNÍ ANALÝZA FRAKTÁLNÍCH A JINÝCH GEOMETRIÍ</b> .....	<b>38</b>
<b>7</b>	<b>SIMULACE, KONSTRUKCE A MĚŘENÍ</b> .....	<b>43</b>
7.1	NAPÁJENÍ - KOAXIÁLNÍ SONDA.....	43
7.2	KONSTRUKCE .....	44
7.3	MĚŘENÍ S11 PARAMETRŮ .....	45
7.4	MĚŘENÍ OHŘEVU ANTÉNY .....	46
<b>8</b>	<b>ZÁVĚR</b> .....	<b>48</b>
	<b>POUŽITÁ LITERATURA</b> .....	<b>49</b>
	<b>PŘÍLOHY</b> .....	<b>53</b>

## Seznam zkratek a symbolů

$D_h$	Hausdorffova dimenze
$D_t$	topologická dimenze
MoM	metoda momentů
TCM	metoda charakteristických módů
FIT	metoda konečných integrálů
L	lineární operátor
$f_n$	bázová funkce
$w_m$	testovací funkce
k	vlnové číslo
<b>E</b>	vektor intenzity elektrického pole
<b>H</b>	vektor intenzity magnetického pole
<b>J</b>	hustota povrchových elektrických proudů
<b>A</b>	magnetický vektorový potenciál
$\Phi$	skalární elektrický potenciál
$\omega$	úhlová rychlost
$\varepsilon$	permitivita, faktor zmenšení
$\mu$	permeabilita
$G$	Greenova funkce
$\sigma$	hustota náboje
Z, R, X	impedance, reálná část, komplexní část
Y, G, B	admitance, reálná část, komplexní část
$\alpha_n$	charakteristický úhel
$\lambda_n$	vlastní číslo
Q	činitel jakosti
$\gamma$	polarizovatelnost
$Q_{eig}$	modální činitel jakosti
MA	modální amplituda
PEC	dokonalý elektrický vodič
PMC	dokonalý magnetický vodič
FFT	rychlá Fourierova transformace
$\lambda$	vlnová délka
F	funkcionál



# 1 Úvod

Přes sto let je tomu od chvíle, kdy Marconi zkoušel svá první telegrafní spojení přes Atlantik a už v té době věnoval velkou pozornost anténám, neboť si dobře uvědomoval jejich důležitost v rádiovém řetězci [1].

Od té doby výzkum v oblasti vysokofrekvenční techniky značně pokročil a v současnosti jsou zařízení pracující v centimetrových pásmech běžnou záležitostí.

Jelikož se s frekvencí mění i mechanismy šíření elektromagnetických vln, nižší kmitočtová pásma jsou stále nepostradatelná. Ta ale vedou na rozměrnější antény, pro které často v zařízeních nebývá místo. Z tohoto důvodu jsou intenzivně zkoumány možnosti jejich miniaturizace a stále se hledají nové způsoby, jak se s touto fyzikální výzvou vypořádat.

Tomuto tématu se věnuje i následující práce, která se zabývá využitím fraktálních geometrií za účelem snížení rezonančního kmitočtu antén. K analýze bylo využito metody charakteristických módů. Vybrané struktury jsou následně simulovány v programu CST Microwave Studio, vyrobeny a změřeny.

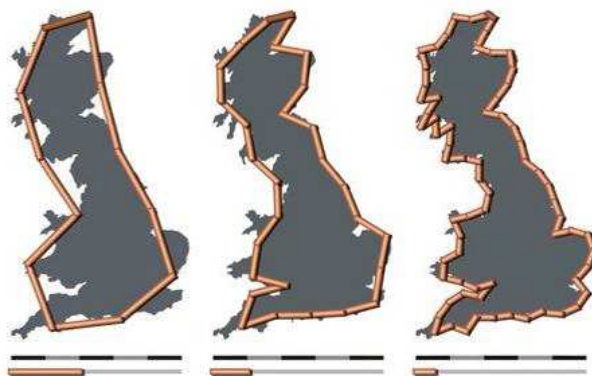
## 2 Fraktální geometrie

Fraktální geometrie je zkoumána přibližně od šedesátých let dvacátého století a jako první ji matematicky definoval francouzský matematik B. Mandelbrot [2]. Běžná euklidovská tělesa (geometricky hladké útvary) lze definovat konečným počtem parametrů, lze je měřit v libovolném měřítku a mají celočíselný počet rozměrů, respektive dimenzí (u přímky, paraboly a pod., tak lze jediným reálným parametrem definovat polohu bodu na těchto tělesech).

Pokud se ale měří například obvod ostrova, je jeho velikost závislá na použitém měřítku. Při zmenšování měřítka se objevují nové detaily, obvod ostrova se zvětšuje a výsledná délka nekonverguje ke konečné hodnotě. Tento jev je znám jako Richardsonův efekt, neboť právě anglický matematik Lewis Fry Richardson na tento problém narazil při měření Korsiky. Současně empiricky odvodil následující vztah pro měření délky pobřeží [3]:

$$L = N * r^D \quad (2.1)$$

kde  $L$  je délka pobřeží,  $N$  je počet úseček k aproximaci,  $r$  je délka měřítka a  $D$  je fraktální dimenze.



Obr. 2.1 - Aproximace pobřeží úsečkami [3]

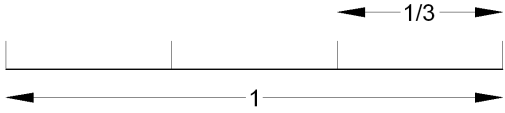
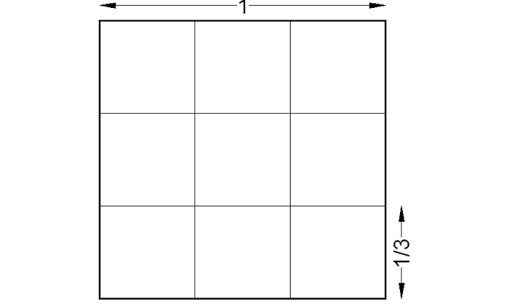
Mandelbrot, jež navázal na práci Richardsona, našel v empirickém vztahu souvislost s Hausdorffovou dimenzí, zavedl pojem fraktál a s dalšími matematiky sjednotil popis těchto struktur. Rozdíl mezi Hausdorffovou dimenzí a topologickou dimenzí vypovídá o členitosti objektu (pobřeží). Čím je tento rozdíl větší, tím větší je jeho členitost.

Hausdorffovu dimenzi pro soběpodobné struktury lze vypočítat dle následujícího vztahu [4,5]:

$$D_h = \frac{\log N}{\log \frac{1}{\varepsilon}} \quad (2.2)$$

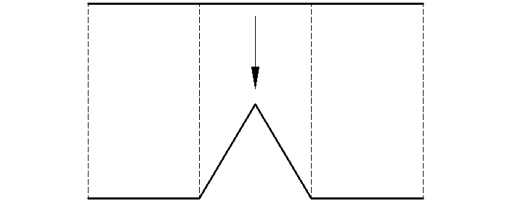
kde N je počet částí a  $\varepsilon$  je faktor zmenšení.

Z následujících příkladů vyplývá, že pro běžná euklidovská tělesa je topologická dimenze totožná s dimenzí Hausdorffovou (tab. 2.1).

Těleso	Nákres tělesa	Hausdorffova dimenze	Topologická dimenze
Úsečka		$D_h = \frac{\log N}{\log \frac{1}{\varepsilon}} = \frac{\log(3)}{\log(3)} = 1$	$D_t = 1$
Čtverec		$D_h = \frac{\log N}{\log \frac{1}{\varepsilon}} = \frac{\log(9)}{\log(3)} = 2$	$D_t = 2$

Tab. 2.1 - Topologická a Hausdorffova dimenze euklidovských těles

Jak je patrné z níže uvedeného příkladu, u fraktálních geometrií, např. u Kochovy křivky, se dimenze nerovnají (tab. 2.2).

Těleso	Nákres tělesa	Hausdorffova dimenze	Topologická dimenze
Kochova křivka		$D_h = \frac{\log N}{\log \frac{1}{\varepsilon}} = \frac{\log(4)}{\log(3)} = 1,26$	$D_t = 1$

Tab. 2.2 - Topologická a Hausdorffova dimenze Kochovy křivky

Fraktál je tedy množina, jejíž Hausdorffova dimenze je větší než dimenze topologická. Charakteristickou vlastností fraktálů je soběpodobnost nebo soběpříbuznost (jakákoliv část fraktálu je přesnou nebo podobnou kopií původního vzoru) [6].

## 2.1 L-systémy

L-systém neboli Lindenmayerův systém je jednou z metod pro generování fraktální geometrie, která původně vznikla za účelem popisu růstu řas. Použitím tzv. *želví grafiky* bylo umožněno generování fraktálových křivek a struktur připomínajících rostliny nebo stromy. K základní geometrii, kterou lze pomocí L-systému generovat patří tzv. Kochova křivka, která byla popsána již v roce 1904 švédským matematikem Helge von Kochem. Jak je patrné z obrázku 2.2, generování Kochovy křivky se provádí přepsáním základního axiomu F (úsečky) pomocí pravidla  $F + F - - F + F$ , kde symbol F znamená posun želvy dopředu, plus představuje natočení o předem známý úhel  $\varphi$  doleva a mínus otočení o předem známý úhel  $\varphi$  doprava. Celý proces se rekurzivně opakuje pro každý nově takto vzniklý segment až do požadované iterace. Vzniklá křivka se následně vykreslí.



Obr. 2.2 - Travniny vymodelované pomocí L-systémů ve 3D, generování Kochovy křivky [7]

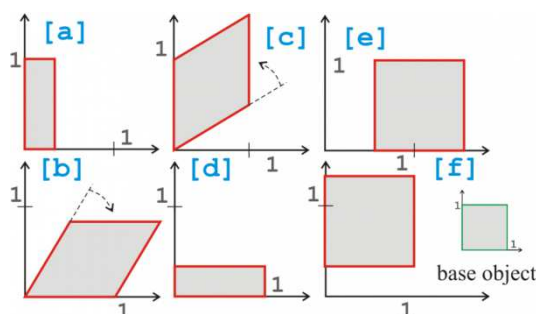
## 2.2 IFS - Systém iterovaných funkcí

Jednou z metod generování fraktální geometrie je i tzv. IFS (Iterated Function System). Algoritmus vytváří zmenšené kopie původního útvaru a pracuje iteračně ve zpětnovazebním režimu. Aplikuje tzv. afinní transformace a s útvarem provádí rotaci, zmenšování a posun. Jsou-li všechny transformace použity pravidelně, vznikne soběpodobný fraktál.

Afinní transformaci lze napsat rovnicí:

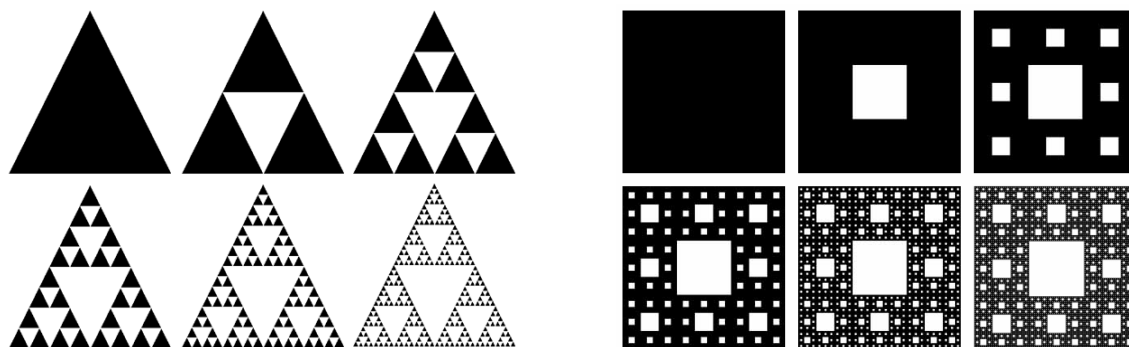
$$\begin{pmatrix} x_2 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ y_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

kde  $a$ ,  $d$  má vliv na měřítko,  $b$ ,  $c$  na rotaci a  $e$ ,  $f$  na posun. Viz následující obrázek 2.3.



Obr. 2.3 - Afinní transformace [8]

Základní představitelé IFS fraktálů jsou Sierpinského trojúhelník a Sierpinského koberec (obr. 2.4).



Obr. 2.4 - Sierpinského trojúhelník a Sierpinského koberec. [9]

Více podrobností o fraktální geometrii se lze dočíst například zde: [2-15, 23, 28].

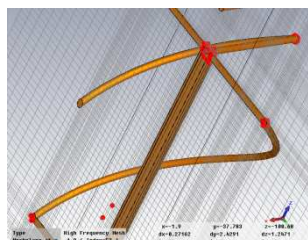
### 3 Numerické metody

Počátky numerických metod spadají do 80. let minulého století a oproti analytickým metodám umožňují výpočet mnohem komplikovanějších úloh. Vzhledem k výkonům současné výpočetní techniky lze řešit i komplexnější vysokofrekvenční struktury pomocí běžně dostupných osobních počítačů. Dle použité metody a zvolené přesnosti jsou tyto výpočty různě časově náročné. Obecně lze říci, že větší přesnost znamená delší dobu výpočtu.

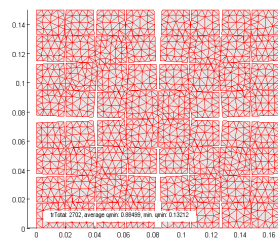
Numerické řešení elektromagnetického pole znamená řešit Maxwellovy rovnice v diferenciální nebo integrální podobě. Tzv. full-wave metody umožňují počítat se všemi složkami pole bez předchozích zjednodušení nebo aproximací. Jelikož je pro numerické výpočty nutné provést diskretizaci, vzniká i zde jistá chyba závislá na vlastnostech použité mříže [16].

Při výpočtech se používají dva základní typy diskretizací:

- 1) Objemová diskretizace (užitá v metodě FIT) viz obr. 3.1
- 2) Povrchová diskretizace (užitá v metodách MoM a TCM) viz obr. 3.2



Obr. 3.1 - Objemová diskretizační síť



Obr. 3.2 - Povrchová diskretizační síť

Rozdělení zde zmíněných numerických metod je možné vidět v následující tabulce.

	MoM Metoda momentů	TCM Metoda charakteristických módů	FIT Metoda konečných integrálů
Řešení v časové oblasti			X
Řešení ve frekvenční oblasti	X	X	
Řešení MR* v diferenciálním tvaru			
Řešení MR* v integrálním tvaru	X	X	X

Tab. 3.1 - Rozdělení numerických metod, \*MR = Maxwellovy rovnice [17]

### 3.1 MoM - Metoda momentů

Metoda momentů patří do tzv. full-wave metod a má široké uplatnění v mnoha oblastech techniky. Je využívána pro řešení lineárních diferenciálních, integrálních nebo integro-diferenciálních rovnic a má společný základ s metodou charakteristických módů, na kterou je v této práci kladen hlavní důraz.

Obecně lze elektromagnetický problém vyjádřit v tzv. operátorové podobě:

$$L(f) = g \quad (3.1)$$

kde  $L$  je libovolný lineární operátor a  $g$  známá zdrojová funkce (buzení systému). Úkol spočívá v nalezení hledané funkce  $f$  (tj. nalezení inverzního operátoru):

$$f = L^{-1}(g) \quad (3.2)$$

Funkce  $f$  je rozložena do řady tzv. bázových funkcí  $f_n$ :

$$f = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n f_n \quad (3.3)$$

kde  $\alpha_n$  jsou neznámé koeficienty. Členy je nutné omezit na konečný počet  $N$ . Tím se řešení rovnice stává jen přibližné:

$$f \approx \sum_{n=1}^N \alpha_n f_n \quad (3.4)$$

Dosazením do rovnice (3.1) a využitím linearitu operátoru  $L$  dostaneme:

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n L(f_n) = g \quad (3.5)$$

Následně se obě strany vynásobí testovacími funkcemi  $w_m$ , kde  $m = 1, \dots, M$

$$\sum_{n=1}^N \alpha_n \langle w_m, L(f_n) \rangle = \langle w_m, g \rangle \quad (3.6)$$

Výsledkem je  $N$  algebraických lineárních rovnic pro koeficienty  $\alpha_n$  v diskrétní podobě:

$$[\alpha_n][A_{mn}] = [g_m] \quad (3.7)$$

kde  $A_{mn} = \langle w_m, L(f_n) \rangle$ ,  $g_m = \langle w_m, g \rangle$

Řešením této soustavy je:

$$[\alpha_n] = [A_{mn}]^{-1}[g_m] \quad (3.8)$$

Přesnost výsledku je dán volbou  $N$ ,  $f_n$  a  $w_m$ . Pro jednoduchost byly předpokládány skalární bázové a testovací funkce. Více podrobností o této metodě lze najít zde: [18-24].

## 3.2 TCM - Teorie charakteristických módů

### 3.2.1 Úvod

První publikace zabývající se teorií charakteristických módů se datují až ke konci 60. let minulého století. Bohužel tato užitečná metoda byla s nástupem výpočetní techniky a full-wave simulátorů pracujících na jiných principech dlouho opomíjena.

Přesuneme-li se do oblasti hudby, člověk dokáže rozeznat typ hudebního nástroje podle charakteristické barvy zvuku. Ta je dána alikvotními tóny, což jsou harmonické složky tónu základního, které s ním zní společně. Chvějící se struna kytary tedy vibruje na několika frekvencích současně a výsledný vjem, na který má vliv i úder hráče, je dán všemi těmito tóny.

Analogii k tomuto jevu lze hledat v oblasti elektromagnetického pole a anténních struktur, kde klasické metody řešení spočívají v připojení napájení na modelovaný objekt. Po výpočtu se získají kompletní výsledky (analogie k vjemu u hudby), mezi které patří vyzařovací charakteristika, celkové proudy, přizpůsobení antény atd.

Modální metody [23-31] se oproti tomu zabývají speciálním rozkladem struktury na stavební bloky, které odpovídají množině módů bez připojeného buzení.

### 3.2.2 Matematická formulace charakteristických módů

Uvažujeme-li dokonalý vodič (PEC - Perfect Electric Conductor), lze jeho vyzařované nebo rozptylované pole popsat superpozicí vektorových vlnových funkcí (módů) a pokud se vodič nachází v homogenním, isotropickém a lineárním prostředí bez zdrojů, všechny vektory charakterizující elektromagnetické pole ( $E, D, H, B$ ) lze zapsat následující vlnovou rovnicí:

$$\Delta \mathbf{U} + k^2 \mathbf{U} = 0 \quad (3.9)$$

kde  $\mathbf{U}$  představuje libovolný vektor elektromagnetického pole a  $k$  vlnové číslo.



Při rozkladu obecného elektromagnetického pole do dílčích polí tak, aby platila již čistě skalární vlnová rovnice (Helmholtzova),

$$\Delta\psi + k^2\psi = 0 \quad (3.10)$$

Lze řešení hledat analyticky tehdy, pokud povrch vodiče odpovídá jednomu z 11 souřadných systémů. V těch je rovnice separovatelná a lze tak vyjádřit vyzařované nebo rozptylované pole jako superpozici příslušných vlnových funkcí [25].

Každému módu odpovídá určitá proudová hustota na povrchu vodiče, která vytváří jednotlivá modální pole. Módy jsou závislé jen na geometrii zkoumaného objektu. Při připojení napájení ke struktuře dojde k superpozici modálních polí (tento jev je označován jako vlnový kolaps). V závislosti na umístění napáječe do anténní struktury dochází k vybuzení jen určitých odpovídajících módů.

Celkové tečné pole  $\mathbf{E}_t^{\text{tot}}$  k povrchu dokonalého vodiče je nulové.

$$\mathbf{E}_t^{\text{tot}} = \mathbf{E}_t^i + \mathbf{E}_t^s = 0 \quad (3.11)$$

Kde  $\mathbf{E}_t^i$  je incidentní složka (dopadající vlna nebo napájení generátorem) a  $\mathbf{E}_t^s$  vyzářená tečná složka intenzity elektrického pole. Závislost vyzářeného pole na proudové hustotě je vyjádřena operátorem  $L$  a platí:

$$L(\mathbf{J}) = -\mathbf{E}_t^s = \mathbf{E}_t^i \quad (3.12)$$

$$[L(\mathbf{J}) - \mathbf{E}_t^i]_t = 0 \quad (3.13)$$

kde operátor  $L$  je definován:

$$L(\mathbf{J}) = j\omega\mathbf{A}(\mathbf{J}) + \nabla\Phi(\mathbf{J}) \quad (3.14)$$

$$\mathbf{A}(\mathbf{J}) = \mu \oiint \mathbf{J}(\mathbf{r}') \mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS' \quad (3.15)$$

$$\Phi(\mathbf{J}) = \frac{1}{\varepsilon} \oiint \sigma \mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS' \quad (3.16)$$

Plošná hustota náboje  $\sigma$  je svázána s proudem  $\mathbf{J}$  rovnicí kontinuity:

$$\sigma = -\frac{1}{j\omega} \nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') \quad (3.17)$$

Po dosazení 3.17 do 3.16 a vytknutí konstant před integrál lze dospět k následujícímu vztahu pro skalární potenciál:

$$\Phi(\mathbf{J}) = \frac{-1}{j\omega\epsilon} \iint \nabla' \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') \mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') dS' \quad (3.18)$$

Přičemž je uvažováno bezeztrátové prostředí a volný prostor:

$$\mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = \frac{e^{-jkR}}{4\pi R} \quad (3.19)$$

$$R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'| \text{ resp. } R = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2} \quad (3.20)$$

kde  $R$  je vzdálenost mezi pozicí zdroje  $\mathbf{r}'$  a místem pozorování  $\mathbf{r}$ ,  $\epsilon$  je permitivita,  $\mu$  permeabilita,  $k$  vlnové číslo volného prostoru,  $\mathbf{A}(\mathbf{J})$  vektorový potenciál a  $\Phi(\mathbf{J})$  skalární potenciál. Tyto potenciály slouží ke zjednodušení výpočtu Maxwellových rovnic a nemají přímý fyzikální význam. Rovnice 3.19 je tzv. Greenova funkce a vztah 3.13 je znám pod názvem EFIE (Electric Field Integral Equation).

Jelikož  $L(\mathbf{J})$  vyjadřuje intenzitu vyzářené tečné složky elektrického pole v libovolném bodě volného prostoru v závislosti na proudové hustotě tekoucího po povrchu PEC (dává do souvislosti proud a napětí na anténě), vyjadřuje operátor  $L$  impedanci.

$$[L(\mathbf{J})]_t = \mathbf{Z}(\mathbf{J}) \quad (3.21)$$

Ve vztahu 3.21 se jedná o impedanci komplexní, a tudíž ji lze rozložit na reálnou část (rezistance) a imaginární část (reaktance).

$$\mathbf{Z} = \mathbf{R} + j\mathbf{X} \quad (3.22)$$

Diskretizovaný operátor  $L$  tedy představuje impedanční matici. Pro vypočítání celkových proudů se obvykle využívá metody momentů, ve které se provede inverze impedanční matice, která je násobená maticí představující napájení antény (viz kapitola 3.1).

$$\mathbf{J} = \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{E}^i \quad (3.23)$$

Druhou možností je využít metody charakteristických módů pro zjištění charakteristických proudů a jim odpovídajících vlastních čísel dekompozicí této matice.

### 3.2.3 Výpočet charakteristických proudů a vlastních čísel

Následující funkcionál fyzikálně vyjadřuje poměr mezi reaktivním výkonem  $\langle \mathbf{J}, \mathbf{XJ} \rangle$  a činným (vyzářeným) výkonem  $\langle \mathbf{J}, \mathbf{RJ} \rangle$ .

$$\mathbf{F}(\mathbf{J}) = \frac{\langle \mathbf{J}, \mathbf{XJ} \rangle}{\langle \mathbf{J}, \mathbf{RJ} \rangle} \quad (3.24)$$

V případě výpočtu struktur, kde je cílem minimalizace vyzařené energie, jako jsou např. rezonátory, se jedná o tzv. interní rezonanci a rovnice vlastních čísel nabývá následujícího tvaru:

$$\mathbf{R}(\mathbf{J}_n) = \lambda_n \mathbf{X}(\mathbf{J}_n) \quad (3.25)$$

V případě anténních struktur, kde je kladen požadavek na maximalizaci vyzařené energie a minimalizaci energie akumulované, rovnice vlastních čísel pro externí rezonanci nabývá podoby:

$$\mathbf{X}(\mathbf{J}_n) = \lambda_n \mathbf{R}(\mathbf{J}_n) \quad (3.26)$$

kde  $\mathbf{J}_n$  jsou hledané charakteristické proudy,  $\lambda_n$  jim korespondující vlastní čísla a  $\mathbf{R}$ ,  $\mathbf{X}$  je reálná a imaginární část impedanční matice  $\mathbf{Z}$ .

$$\mathbf{R} = \frac{1}{2}(\mathbf{Z} + \mathbf{Z}^*), \quad \mathbf{X} = \frac{1}{2j}(\mathbf{Z} - \mathbf{Z}^*) \quad (3.27)$$

Jelikož  $\mathbf{R}$  a  $\mathbf{X}$  jsou reálné symetrické operátory, všechna vlastní čísla  $\lambda_n$  a vlastní funkce (charakteristické proudy)  $\mathbf{J}_n$  jsou reálné.

V praxi je numerický výpočet rovnice (3.26) řešitelný standardními algoritmy. V programu Matlab lze provést výpočet pomocí funkce `eig()`, která je aplikována na impedanční matici  $\mathbf{Z}$ . Čtvercová impedanční matice ( $N \times N$ ) pak produkuje  $N$  charakteristických proudů  $\mathbf{J}_n$  a  $N$  korespondujících vlastních čísel  $\lambda_n$ .

### 3.2.4 Výpočet celkového proudu

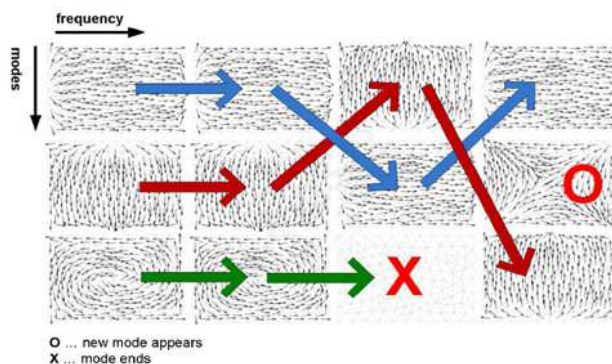
Celkový proud na povrchu dokonalého vodiče lze vyjádřit lineární superpozicí charakteristických proudů.

$$\mathbf{J} = \sum_{n=1}^N b_n \mathbf{J}_n = \sum_{n=1}^N \frac{\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle}{1 + j\lambda_n} \mathbf{J}_n \quad (3.31)$$

Módy, které se vybudí na povrchu struktury, jsou závislé na skalárním součinu  $\langle \mathbf{J}_n, \mathbf{E}^i \rangle$  (tzv. excitačním koeficientu) reprezentujícím vazbu mezi budícím polem a charakteristickými proudy.

### 3.2.5 Třídění módů

Na zvolené množině frekvencí se provede modální analýza, kde pro každou frekvenci je spočítána impedanční matice, která je dále rozložena (3.26). Tím je na každém kmitočtu získána množina módů  $\mathbf{J}_n$  a jim příslušejících vlastních čísel  $\lambda_n$ . Jednotlivé módy se však s frekvencí přehazují, zanikají nebo se objevují nové a je třeba je setřídit. Názorná ukázka je na následujícím obrázku 3.3.



Obr. 3.3 - Přeskakování charakteristických módů s frekvencí [31]

### 3.2.6 Vlastní čísla

Vlastnosti vlastních čísel  $\lambda_n$  jsou shrnuty v následující tabulce. Pro svoji malou strmost jsou často přepočítávány na tzv. charakteristické úhly  $\alpha_n$ .

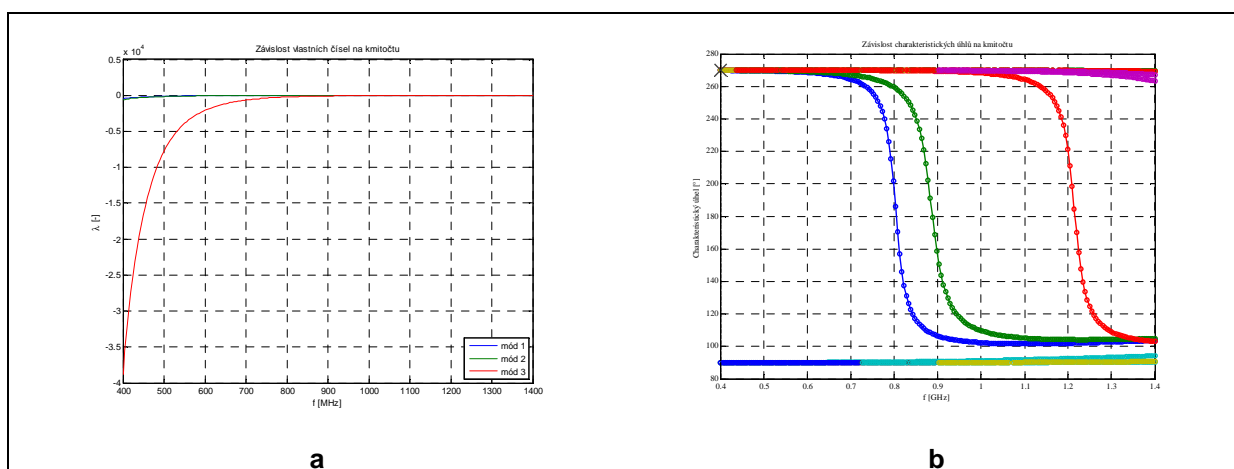
$$\alpha_n = 180^\circ - \arctan(\lambda_n) \quad (3.32)$$

$\lambda_n = 0$	$\alpha_n = 180^\circ$	rezonance
$\lambda_n < 0$	$\alpha_n > 180^\circ$	kapacitní charakter
$\lambda_n > 0$	$\alpha_n < 180^\circ$	induktivní charakter

Tab. 3.2 - Vlastnosti charakteristických úhlů a vlastních čísel

Vlastní čísla mohou mít kapacitní a induktivní charakter. Pokud se  $\lambda_n = 0$ , jedná se o rezonanci (jalový výkon je nulový). Dále lze na základě jejich strmosti odvodit modální činitel jakosti (3.33).

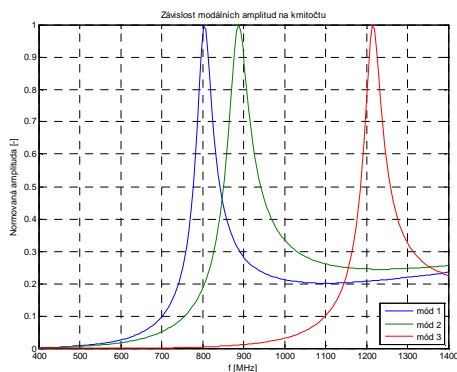
$$Q_{eig} = \frac{\omega_0}{2} \frac{d\lambda_n}{d\omega} \quad (3.33)$$



Obr. 3.3 - Průběh vlastních čísel (a) a charakteristických úhlů (b) patchové antény nad zemní rovinou

Pro lepší názornost je možné vlastní čísla respektive charakteristické úhly přepočítat na tzv. modální amplitudy (3.34), které vyjadřují relativní význam příslušného charakteristického proudu (obr. 3.4).

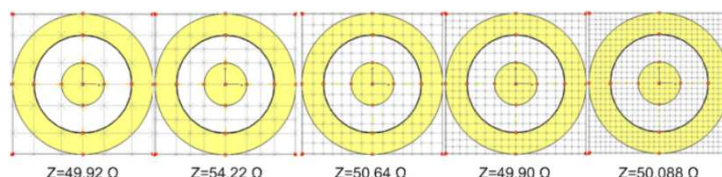
$$MA = \left| \frac{1}{1 + j\lambda_n} \right| \quad (3.34)$$



Obr. 3.4 - Průběh modálních amplitud patchové antény nad zemní rovinou

### 3.3 CST Microwave Studio

Jedním ze zástupců profesionálních simulátorů elektromagnetického pole je CST Microwave Studio (dále jen CST), ve kterém byly simulovány vybrané struktury (viz kapitola 6 a7). Výpočet je založen na metodě konečných integrálů neboli FIT (Finite Integration Technique) [16, 32-39]. Tato metoda byla představena v roce 1977 německým inženýrem a fyzikem Thomasem Weilandem [32]. Spočívá v diskretizaci Maxwellových rovnic v integrální podobě s využitím tzv. duální mříže. CST má navíc implementovanou metodu PBA (Perfect Boundary Approximation), která je rozšířena o metodu TST (Thin Sheet Technique) umožňující mít v jedné buňce dvě dielektrika oddělená vodičem. Další metodou je tzv. MSS (Multilevel Subgridding Scheme), pomocí které lze lokálně zjemnit síť. Tyto techniky tak umožňují použít celkově hrubší diskretizaci. S tím souvisí menší nároky na paměť a zkrácení doby výpočtu [33]. Zajímavou simulaci lze vidět na následujícím obrázku 3.5, kde bylo zkoumáno koaxiální vedení o impedanci  $50 \Omega$  s různou hustotou mříže. Z výsledků vyplývá, že i při malé hustotě mříže se hodnota impedance těsně přibližuje k teoretické hodnotě.

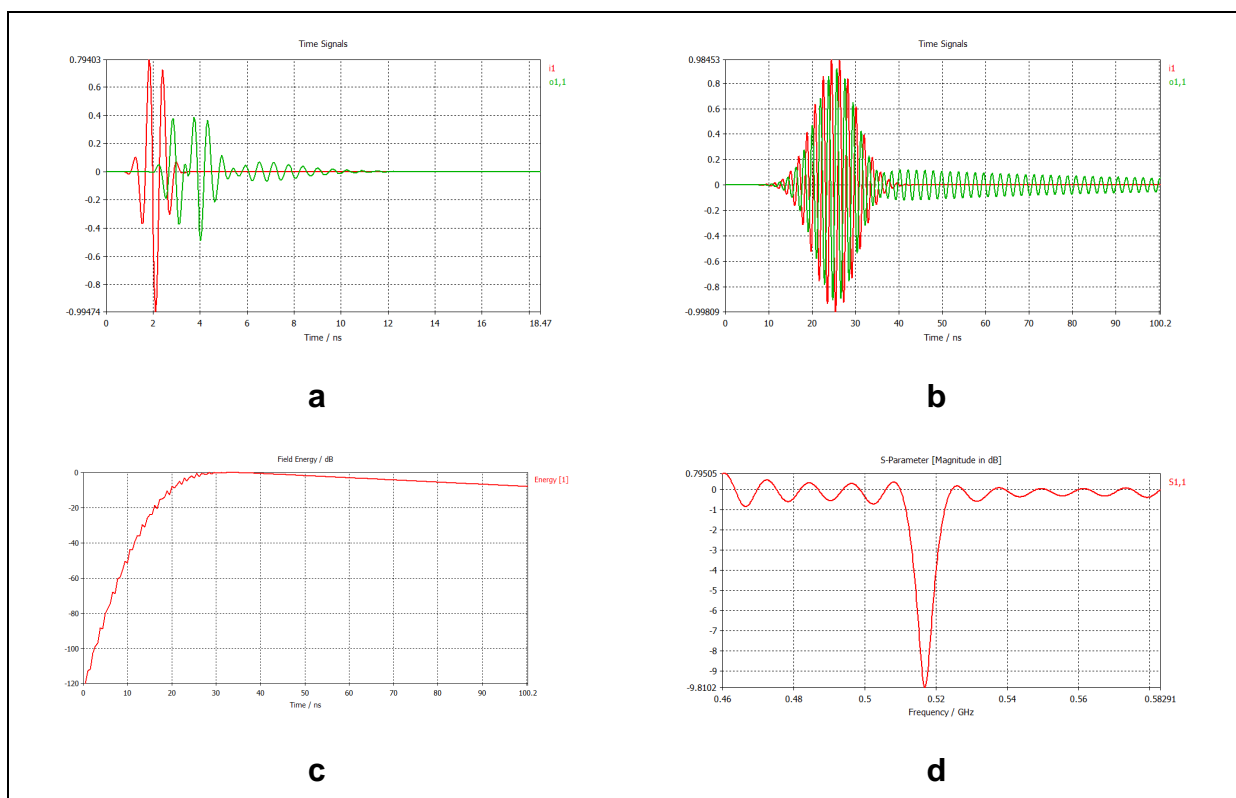


Obr. 3.5 - Vliv kvality diskretizační sítě na výpočet charakteristické impedance vedení [16]

### 3.3.1 Modelování v časové oblasti

Modelování v časové oblasti [16,34] přináší výhodu v podobě širokopásmové analýzy v rámci jednoho výpočtu. Spočívá ve vybuzení struktury vhodným impulzem a následným zpracováním budícího a odraženého impulsu. Metoda je výhodná především u struktur s malým činitelem jakosti. V opačném případě se délka simulace může značně prodloužit. Frekvenční závislost lze z odezvy pulzu vypočítat pomocí FFT.

Na obrázcích 4.2 a, b představuje červený průběh budící impuls a zelený jeho odezvu. Při simulaci by správně mělo dojít k ustálení odezvy, jak je tomu na obrázku 4.2 a. Pokud tomu tak není (obr. 4.2 b) a nedojde k dostatečnému poklesu energie ve struktuře (obr. 4.2 c), bude výsledný modul činitele odrazu ovlivněn funkcí  $\sin(x)/x$  (obr. 4.2 d). Navlnění vzniká v důsledku aplikace FFT na oříznutý časový průběh obdélníkovým oknem. Znalost této vlastnosti je důležitá, neboť dává vodítko, kdy již lze výpočet vypnout [16].



Obr. 3.6 - Předčasné ukončení simulace

### 3.3.2 Budící porty

CST umožňuje vybuzení struktury dvěma základními způsoby.

Prvním z nich je tzv. diskretní port. Ten představuje nejjednodušší způsob napájení. Jedná se o prvek se soustředěnými parametry s definovanou impedancí, který vysílá (přijímá) výkon do (ze) zkoumané struktury. Jelikož nedochází k buzení reálnou elektromagnetickou vlnou (videm), není vhodný pro napájení např. mikropáskových struktur. Své uplatnění nachází zejména u tenkých drátových antén (dipólů a pod.).

Druhou možností je využít tzv. vlnového portu, který budí strukturu vybuditelnými vidy (TE, TM, TEM, Quasi-TEM) a simuluje tak chování skutečného elektromagnetického pole. Při použití tohoto portu je nutné mít na paměti, že vyžaduje homogenní strukturu pro první tři buňky ve směru šíření elektromagnetické vlny [16].

### 3.3.3 Budící impuls

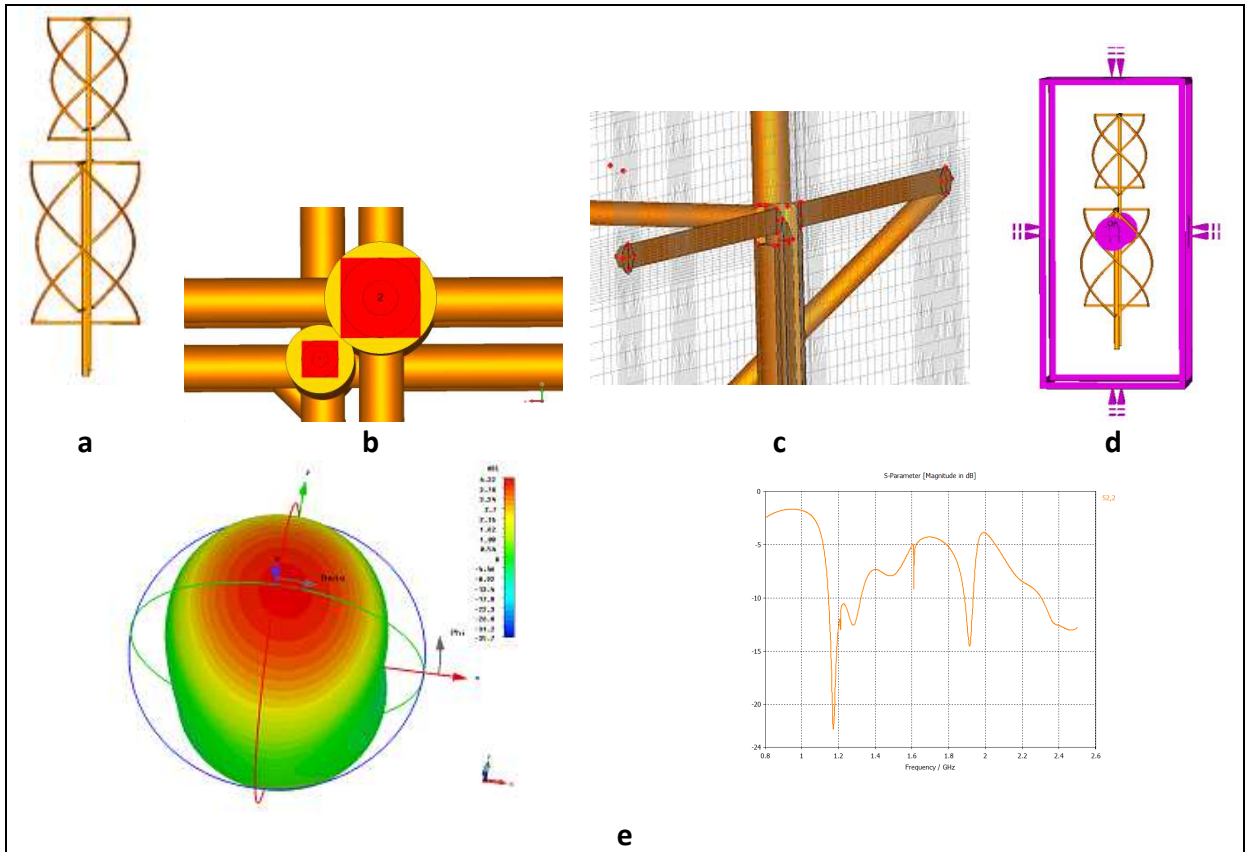
K vybuzení struktury bývá využito Gaussova impulsu, který může být v závislosti na zkoumaném pásmu dále modulován vhodným sinusovým signálem.

### 3.3.4 Postup simulace

Praktická simulace se provádí v následujících krocích:

- 1) Definování modelu (struktura, materiály, parametry), viz obr. 3.7 a
- 2) Nastavení jednotek a frekvenčního rozsahu
- 3) Definování napájení struktury, viz obr. 3.7 b
- 4) Volba sítě a nastavení parametrů, viz obr. 3.7 c
- 5) Nastavení okrajových podmínek (PEC, PMC, ...), viz obr. 3.7 d
- 6) Nastavení analýzy - transcientní (počet pulzů, přesnost, ...)
- 7) Nastavení monitorů (proudy, vzdálené pole, ...)
- 8) Provedení výpočtu
- 9) Vizualizace (impedance, Smithův diagram, s-parametry, energie, vykreslení polí), viz obr. 3.7 e





Obr. 3.7 - Postup simulace

## 4 Limity dosažitelného Q

Jedním z hlavních parametrů, kterému se věnuje pozornost při návrhu elektricky malých antén, je činitel jakosti, neboť má přímý vliv na výslednou šířku pásma. Často jsou tak antény srovnávány s limitami [40-48], které definují, jaké minimální jakosti je možné s daným rozměrem dosáhnout. Těchto limit je několik. K nejznámějším z nich patří limity Chua, McLeana, Thala a Gustafssona. Anténa je definována určitým parametrem  $ka$ , kde  $k$  je vlnové číslo ve volném prostoru  $2\pi/\lambda$  a  $a$  představuje poloměr obklopující koule antény. Thalova limita, na rozdíl od limity Chua, počítá i s energií uvnitř této koule. Běžně se za elektricky malé antény považují antény s parametrem  $ka \leq 0,5$ , případně  $ka \leq 1$ .

$$Q_{McLean} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \approx \frac{1}{(ka)^3} \quad ka \ll 1 \quad (4.1)$$

$$Q_{Chu} = \frac{1+2(ka)^2}{(ka)^3(1+2(ka)^2)} \approx \frac{1}{(ka)^3} \quad ka \ll 1 \quad (4.2)$$

$$Q_{Thal} = \frac{1.5}{(ka)^3} + \frac{0.6}{ka} \quad TM_{10} \quad (4.3)$$

$$Q_{Thal} = \frac{3}{(ka)^3} + \frac{3}{ka} \quad TE_{10} \quad (4.4)$$

Z výrazů 4.1 a 4.2 je patrné, že pro velmi malé  $ka$  se Chuem odvozená limita shoduje s limitou McLeana.

V praktických aplikacích však antény nevychází jen z kulového tvaru, ale často se realizují jako např. planární antény. Tyto tvary nemohou dosáhnout tak nízkého činitele jakosti, neboť nevyužívají prostor natolik efektivně. Z tohoto důvodu je třeba dané antény porovnávat proti limitě, která zohledňuje použitou geometrii. Tomuto požadavku odpovídá Gustafssonova limita pro D/Q [40], kterou lze pro antény z nemagnetických materiálů zapsat v následujícím tvaru:

$$\frac{D}{Q} \leq \frac{\eta k^3 \gamma}{2\pi} \quad (4.5)$$

kde  $\eta$  je absorpční účinnost (pro mnoho antén je rovna 0,5),  $k$  vlnové číslo a  $\gamma$  polarizovatelnost.

Lze tedy říci, že čím větší má anténa polarizovatelnost, tím má příznivější poměr D/Q. Polarizovatelnost lze pro některé geometrie vypočítat analyticky. Numerické řešení je možné použít pro libovolné geometrie.

## 4.1 Polarizovatelnost

Polarizovatelnost patchové antény lze aproximovat pro různé poměry šířky a délky následujícími vztahy [40]:

$$\xi = \frac{W}{L} \quad (4.6)$$

$$\frac{\gamma_{rv}(\xi)}{a^3} \approx \xi^2 \frac{2\pi - 5,215\xi - 0,108\xi^2}{1 - 1,162\xi + 1,712\xi^2 - 1,222\xi^3} \quad \xi \leq 1 \quad (4.7)$$

$$\frac{\gamma_{rv}(\xi)}{\gamma_{sv}(\xi)} \approx \frac{1,001 + 18,098\xi^{-1} - 11,42\xi^{-2} + 18,098\xi^{-3}}{1 + 17,074\xi^{-1} - 0,309\xi^{-2} + 24,78\xi^{-3}} \quad \xi > 1 \quad (4.8)$$

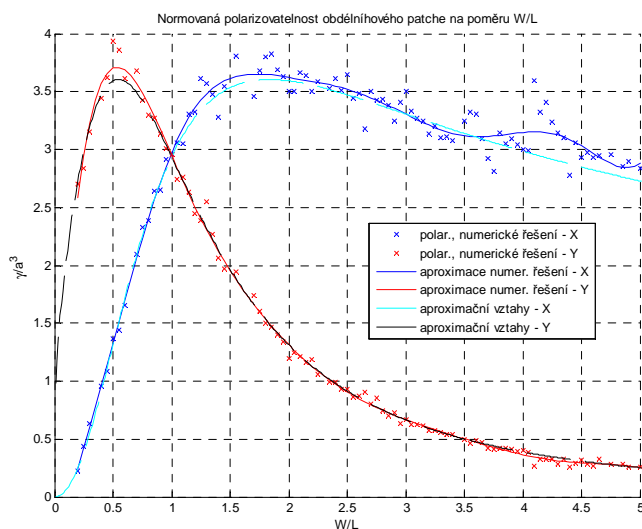
$$\frac{\gamma_{sv}(\xi)}{a^3} = \frac{4\pi}{3} \frac{e^3}{\ln(1+e) + \ln(\xi) - e} \quad (4.9)$$

$$e = \sqrt{1 - \xi^{-2}} \quad (4.10)$$

kde  $W$  a  $L$  je šířka a délka antény,  $a$  je opsaný poloměr antény  $a = \sqrt{W^2 + L^2}/2$ , a  $\gamma_{rv}$  je hledaná polarizovatelnost. Pro výpočet polarizovatelnosti ve druhém směru platí:

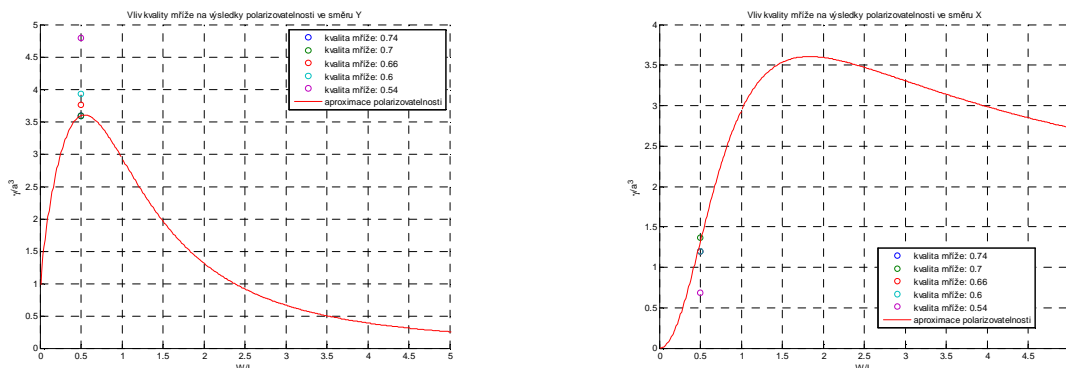
$$\gamma_{rh}(\xi) = \gamma_{rv}(1/\xi) \quad (4.11)$$

Tyto aproximace byly porovnány s numerickým řešením založeným na metodě momentů. K tomuto účelu posloužila v Matlabu napsaná funkce, která byla vytvořena na australské univerzitě Griffith [41].



Obr. 4.1 - Normovaná polarizovatelnost obdélníkového patche na poměru  $W/L$

Z obr. 4.1 vyplývá, že výsledky numerických výpočtů kopírují výše uvedené řešení aproximačních vztahů, ale dochází k rozptylu jednotlivých bodů. K nalezení odpovědi proč tomu tak je, byl dále zkoumán vliv kvality diskretizační RWG mříže na numerický výpočet polarizovatelnosti pro zvolený poměr  $W/L = 0,5$ .



Obr. 4.2 - Vliv kvality mříže na výsledky polarizovatelnosti

V prvním grafu, kde byla zkoumána polarizovatelnost ve směru Y, se překrývají body pro kvalitu mříže 0,74 a 0,7. Ve druhém grafu zkoumajícím polarizovatelnost ve směru X, vychází stejný numerický výsledek pro kvality 0,74, 0,66 a 0,6 a tyto body se též překrývají.

Z výsledků je patrné, že použitá kvalita mříže (tab. 4.1) značně ovlivňuje numerické výsledky a jak lze pozorovat u obou grafů, při nejnižší kvalitě 0,54 je již chyba řešení u obdélníkového patche ( $W/L = 0,5$ ) velmi vysoká. To je způsobeno aproximací při výpočtu integrálů v použité rutině.

Kvalita mříže				
0,74	0,7	0,66	0,6	0,54

Tab. 4.1 - Kvalita diskretizační mříže

## 5 Patchová anténa

Počátky prvních mikropáskových antén spadají do roku 1953. S postupem času a rozvojem nízkofrekvenčních materiálů se staly planární antény [49,50] velmi populární a v současné době patří mezi velmi rozšířený typ antén. Mezi nejznámější z nich patří tzv. patchová (flíčková) anténa. Jedná se o planární vyzařující rezonátor skládající se z vodivého motivu, který je v určité vzdálenosti uložen nad zemní rovinou. Prostor mezi motivem a zemní rovinou vyplňuje dielektrikum. Anténu lze napájet např. pomocí mikropáskového vedení, koaxiální sondou, vazební štěrbinou, kapacitní vazbou atd. Výhody těchto antén spočívají v malé hmotnosti, nízkých výrobních nákladech, možnosti integrace antény na desku plošného spoje s dalšími prvky a nízkém profilu. Dále umožňuje vytvářet lineární i kruhovou polarizaci. Navíc ji lze dále elektricky zmenšovat a upravovat pro použití na více pásmech. K nevýhodám patří nižší účinnost, úzká šířka pásma, horší polarizační čistota a nižší výkonová zatížitelnost (viz kapitola 7.4). Pro dosažení větší účinnosti a menšího činitele jakosti (větší šířky pásma) je vhodné navrhovat širší dielektrikum s nízkou relativní permitivitou (např. vzduchové).

Pro návrh obdélníkové patchové antény, byly použity následující analytické vztahy, které v sobě zahrnují i fiktivní prodloužení patche rozptylovým polem. Vypočítané rozměry jsou uvedeny v tabulce 5.1.

$$W = \frac{c}{2 \cdot f} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5.1)$$

$$L = \frac{c}{2 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{ef}}} - 2 \cdot dl \quad (5.2)$$

$$\epsilon_{ef} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (5.3)$$

$$dl = h \cdot 0,412 \cdot \frac{(\epsilon_{ef} + 0,3) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,264\right)}{(\epsilon_{ef} - 0,258) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0,813\right)} \quad (5.4)$$

## 5.1 Model vedení TLM

Impedance výše navržené antény byla vypočítána pomocí modelu TLM (Transmission Line Model). Tato metoda vychází z vyzařování dvou štěrbin na úseku vedení. Jak je patrné z horního grafu na obrázku 5.1, pro první přiblížení k rezonančnímu kmitočtu jsou analytické vztahy dostatečně přesné. Následně bylo drobnou změnou délky patchové antény provedeno doladění na kmitočet 900 MHz. Impedance  $50 \Omega$  byla nalezena experimentálně a pro dané rozměry se nachází přibližně ve čtvrtině délky patche (viz spodní graf na obrázku 5.1).

Výpočet vstupní impedance pomocí modelu TLM se provádí následovně:

$$Z_{in} = \frac{1}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2}} \quad (5.5)$$

kde  $Z_1$  a  $Z_2$  jsou transformované impedance štěrbin podél napájecího vedení  $L_1$  a  $L_2$  do napájecího bodu:

$$Z_1 = Z_c \frac{Z_s + jZ_c \tan \beta L_1}{Z_c + jZ_s \tan \beta L_1} \quad (5.6)$$

$$Z_2 = Z_c \frac{Z_s + jZ_c \tan \beta L_2}{Z_c + jZ_s \tan \beta L_2} \quad (5.7)$$

$$\beta = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_{re}}}{\lambda_0} \quad (5.8)$$

kde  $Z_c$  představuje charakteristickou impedanci mikropáskového vedení:

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[ \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right] \quad \frac{W}{h} \leq 1 \quad (5.9)$$

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{re}} \left[ \frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W}{h} + 1,444 \right) \right]} \quad \frac{W}{h} \leq 1 \quad (5.10)$$

Vyzařující štěrbina je reprezentována admitancí:

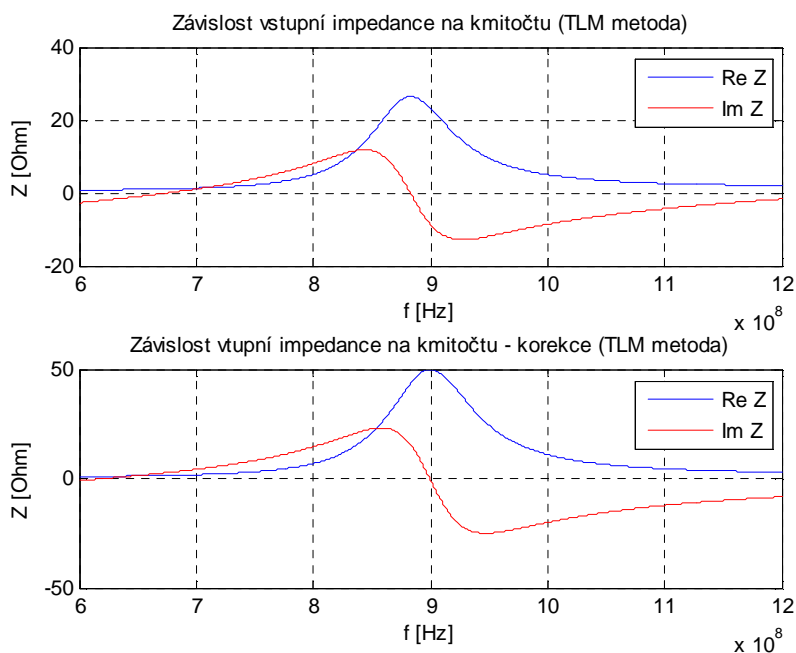
$$Y_s = \frac{1}{Z_s} = G + jB \quad (5.11)$$

kde  $G$  jsou vyzařovací ztráty a  $B$  je akumulovaná energie v rozptylovém poli.

Empirický výpočet parametrů B a G, kde  $k_0$  je vlnové číslo  $2\pi/\lambda$ , lze vypočítat následujícími vztahy:

$$G = G_1 = G_2 = \frac{W}{120 \lambda_0} \left[ 1 - \frac{1}{24} (k_0 h)^2 \right] \quad \frac{h}{\lambda_0} < \frac{1}{10} \quad (5.12)$$

$$B = B_1 = B_2 = \frac{W}{120 \lambda_0} [1 - 0.636 \ln(k_0 h)] \quad 0,35 < W/\lambda_0 < 2 \quad (5.13)$$



Obr. 5.1 - Průběh vstupní impedance patchové antény na frekvenci (TLM metoda)

Geometrické rozměry navržené antény jsou uvedeny v tabulce 5.1.

Patchová anténa	
Dielektrikum	vzduch ( $\epsilon_r = 1$ )
Výška dielektrika	1 cm
Hodnoty vyplývající z návrhových vztahů	
Šířka	16,67 cm
Délka	15,27 cm
Korigované hodnoty pomocí metody TLM	
Šířka	16,67 cm
Délka	14,96 cm

Tab. 5.1 - Mechanické parametry patchové antény

Přestože v dalších kapitolách budou struktury analyzovány pomocí dokonalejších metod, je tento postup dobrým odrazovým můstkem k návrhu patchových antén,

případně jejich modifikací. Jak bude následně patrné, relativní chyba rezonančního kmitočtu mezi tímto postupem a full-wave metodou založenou na charakteristických módech je pouze 1,4%. Vzhledem k účelu referenční patchové antény není přesnost naladění kritický parametr. Kmitočet 900 MHz byl zvolen především s ohledem na frekvenční rozsah dostupného vysokofrekvenčního zesilovače, který bude schopen dodat dostatečný výkon k ohřátí povrchu patchové antény. Viz kapitola 7.4.

## 5.2 Modální analýza navržené patchové antény

V této části je pozornost věnována anténě navržené v kapitole 5.1 (16,67 cm x 14,96 cm), která je zkoumána metodou charakteristických módů. Vzhledem k nezávislosti této metody na napájení (kapitola 3.2) je možné analyzovat daný pásek (PEC) ve volném prostoru i bez zemní roviny.

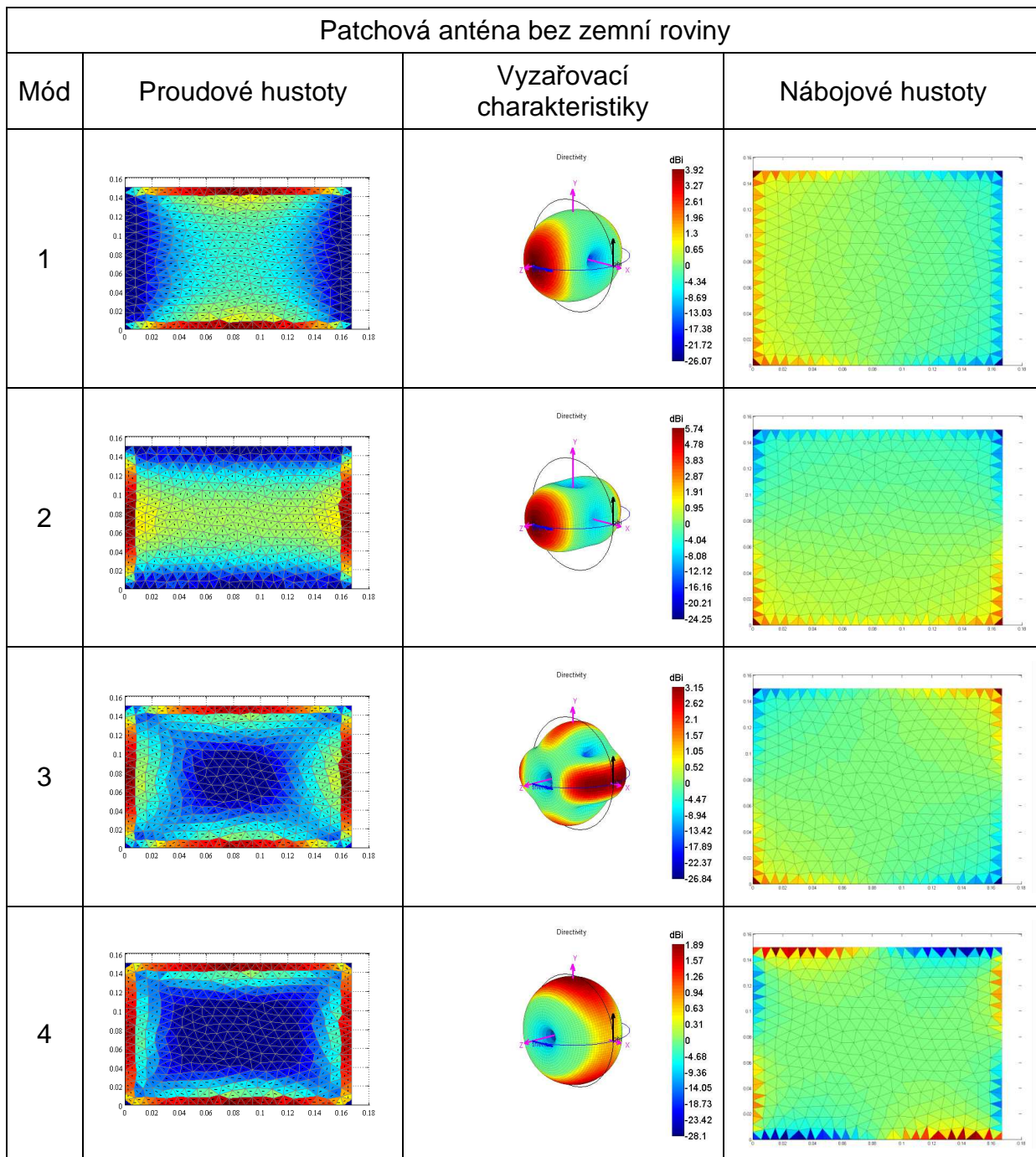
V tabulkách 5.3 a 5.5 jsou shrnuty nejdůležitější informace, mezi které patří jakost příslušného módu  $Q_{\text{eig}}$ , jemu odpovídající šířka pásma BW, rezonanční kmitočet  $f_{\text{rez}}$  a směrovost D.

V tabulkách 5.2 a 5.4 je zobrazena proudová hustota, vyzařovací charakteristika a rozložení nábojové hustoty příslušného módu, kde první dva módy představují rezonanci přes širší a užší část pásku. Třetí mód je kombinací předchozích dvou a čtvrtý mód má vírový, induktivní charakter. Módy tohoto typu nepřispívají k celkovému vyzařování, ale hromadí energii.

Z této analýzy vyplývá, že se na anténě vyskytují stejné módy se zemní rovinou i bez ní. Přidání zemní roviny má za následek snížení rezonančního kmitočtu a zvýšení činitele jakosti antény.

V této práci jsou níže uvedené výsledky patchové antény se zemní rovinou (tab. 5.5) brány jako referenční. Poměr  $D/(Q^*(ka)^3)$  je zde vypočítán pro možnost porovnání s ostatními dále analyzovanými strukturami. Viz kapitola 6.

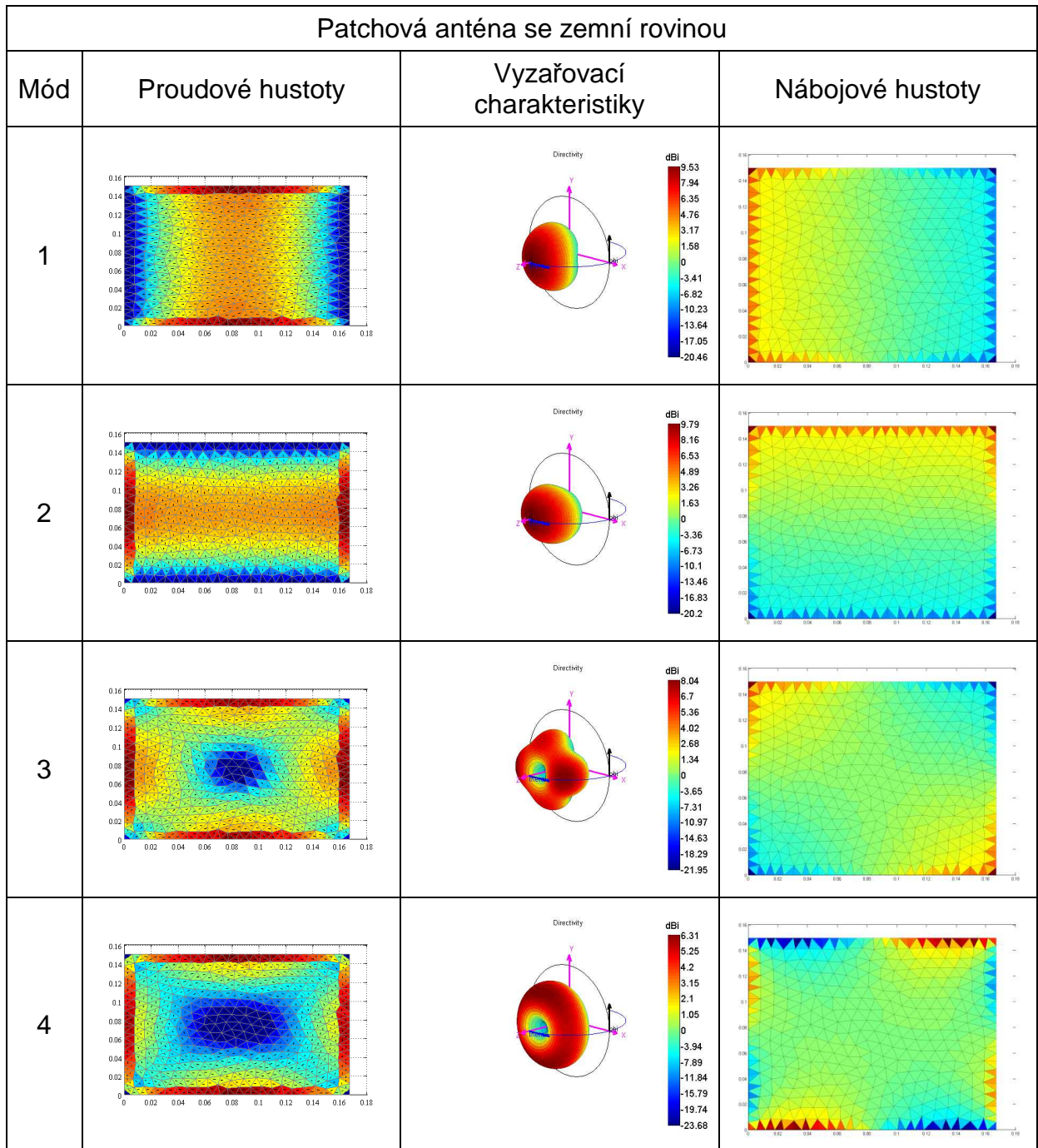




Tab. 5.2 - Výsledky modální analýzy patchové antény bez zemní roviny

Mód	1	2	3
Qeig	0,3924	1,5478	0,1426
BW [%]	51,23	12,99	140,99
frez [MHz]	930,35	1188,1	1303,7
D [dB]	3,92	5,74	3,15

Tab. 5.3 - Výsledky modální analýzy patchové antény bez zemní roviny



Tab. 5.4 - Výsledky modální analýzy patchové antény se zemní rovinou

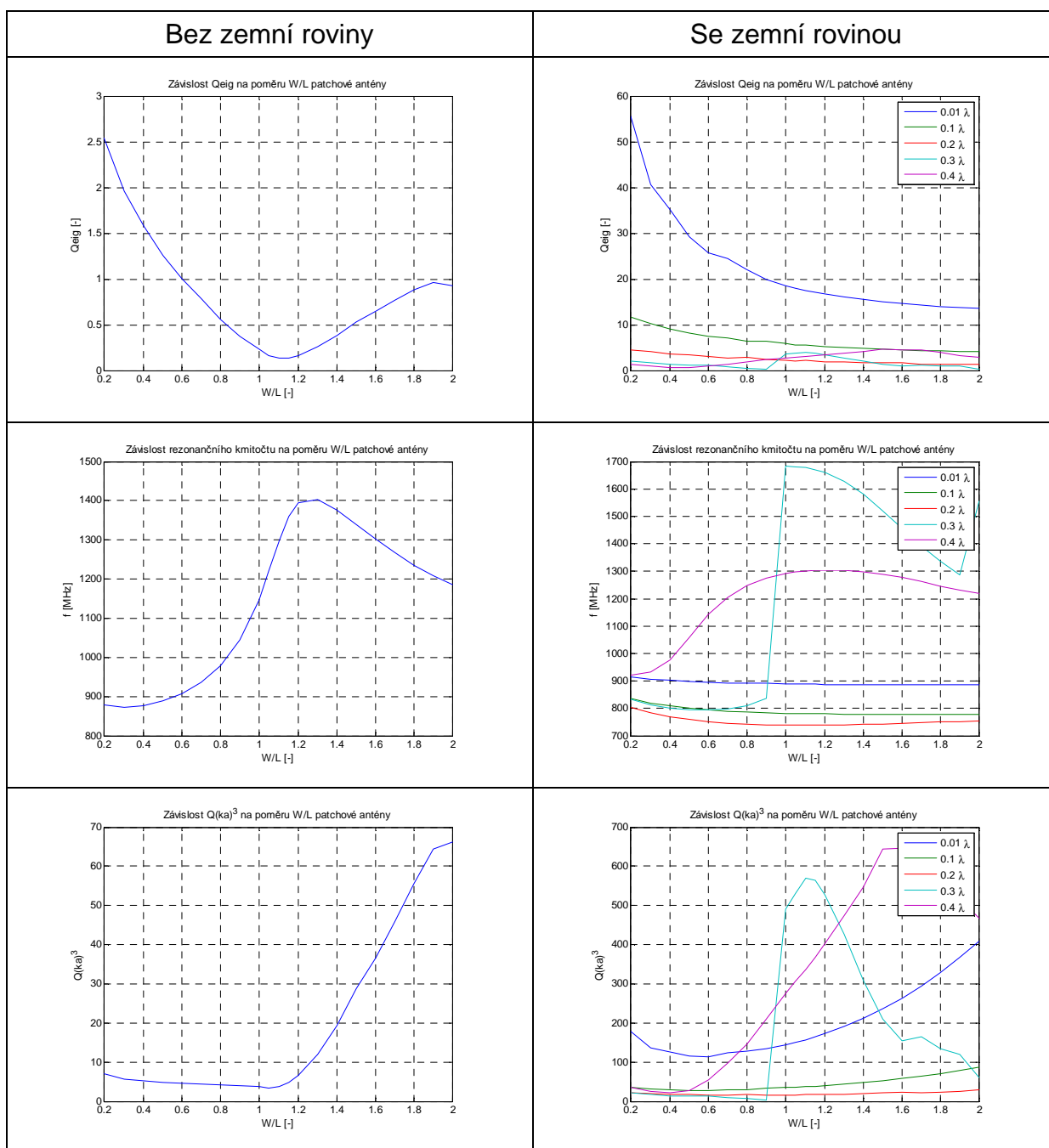
Mód	1	2	3
Qeig	22,2784	18,2840	29,9516
BW [%]	0,90	1,10	0,67
f <sub>rez</sub> [MHz]	804,01	887,25	1215,6
D [dB]	9,53	9,79	8,04
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0594	0,0572	0,0091

Tab. 5.5 - Výsledky modální analýzy patchové antény se zemní rovinou

## 5.2.1 Vliv zemní roviny a poměru W/L na vlastnosti antény

Následující kapitola se zabývá vlastnostmi patchové antény, u které je měněn poměr šířky a délky od 0.2 do 2. Zároveň je zkoumán vliv zemní roviny a sledován poměr 1,1, který odpovídá výše navržené anténě v kapitole 5.1.

Nejprve byl proveden rozbor závislosti činitele jakosti, rezonanční frekvence a normovaného činitele jakosti  $Q(ka)^3$  na poměru W/L s různými výškami nad zemní rovinou, kde výška je odvozena od rezonančního kmitočtu 887,25 MHz referenční antény. Výsledky analýzy lze vidět v následující tabulce 5.6.

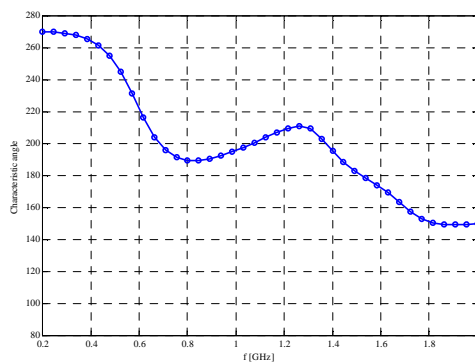


Tab. 5.6 - Modální analýza patchové antény pro různé W/L a různé výšky nad zemní rovinou

Z průběhů křivek grafů vyplývá, že bez zemní roviny je činitel jakosti opravdu nejpříznivější při poměru 1,1. Vložení zemní roviny však způsobí, že se tato pozorovaná změna v řádu jednotek na celkovém činiteli jakosti neprojeví.

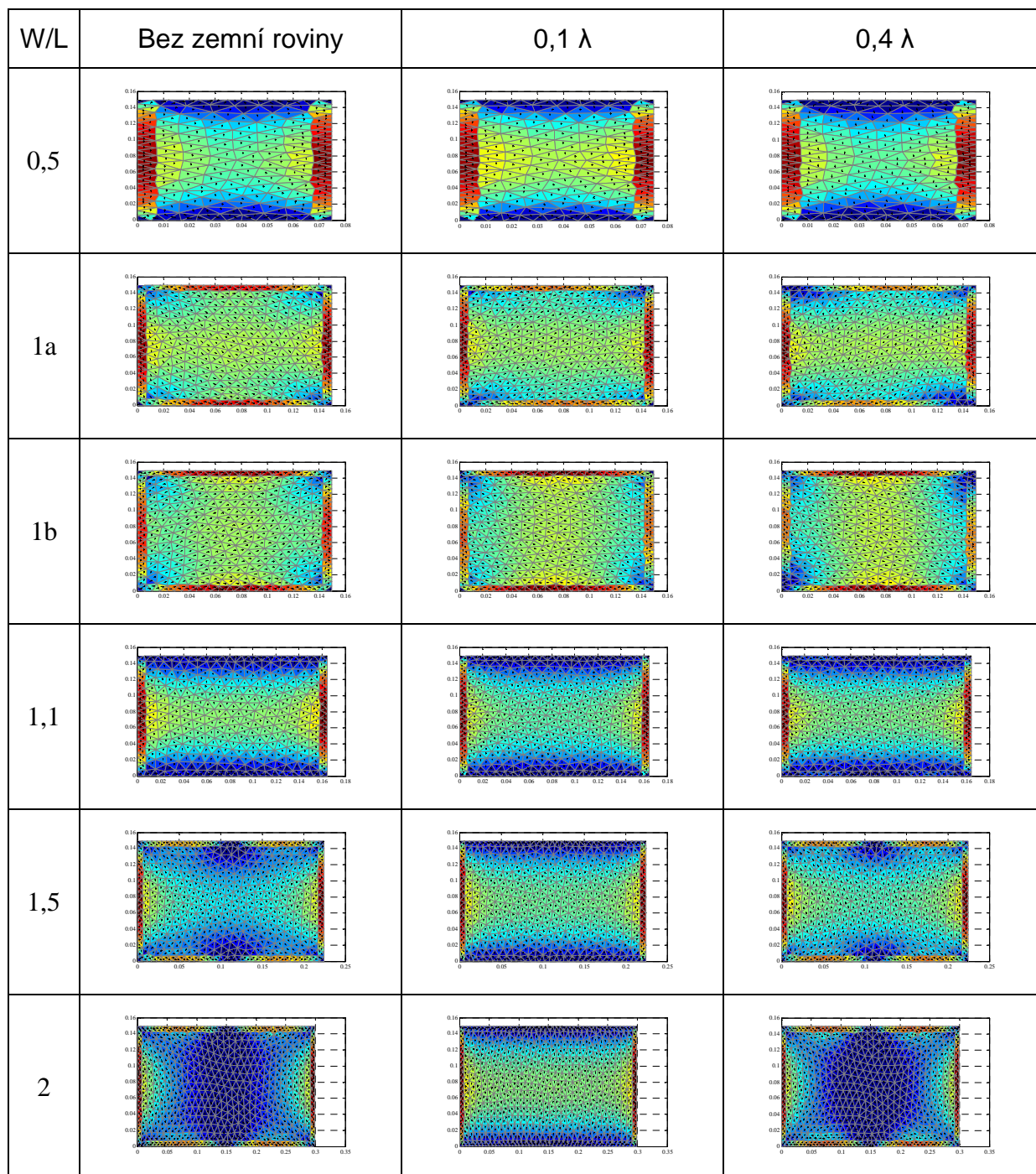
Zajímavá vlastnost byla pozorována u větších vzdáleností nad zemní rovinou, kde se začaly objevovat náhlé přeskoky rezonanční frekvence. Vysvětlení spočívá ve striktním dodržení dříve zmíněného pravidla v kapitole 3.2.6, kde je uvedeno, že k rezonanci struktury dochází tehdy, je-li hodnota charakteristického úhlu rovna  $180^\circ$ .

Jak je patrné z grafu na obrázku 5.2, průběh charakteristického úhlu je u patchové antény s větší vzdáleností pásku od zemní roviny navlněný a od určité vzdálenosti již křivka neprotíná hranici  $180^\circ$  na původní rezonanční frekvenci.



Obr. 5.2 - Navlněný průběh charakteristického úhlu při větší vzdálenosti od zemní roviny

S tímto efektem má úzkou souvislost i rozložení charakteristických proudů, které se se změnou frekvence více či méně mění. V následující tabulce 5.7 lze vidět rozložení proudových hustot odečtených v rezonanci ( $\alpha_n = 180^\circ$ ). Pro přehlednost jsou zobrazeny výsledky jen pro dvě výšky nad zemní rovinou a pro pět poměrů W/L. Pro vytvoření představy, co se s proudy odehrává, však postačují. Pro zajímavost je zobrazen i patch bez zemní roviny.



Tab. 5.7 - Rozložení proudových hustot na povrchu patchové antény

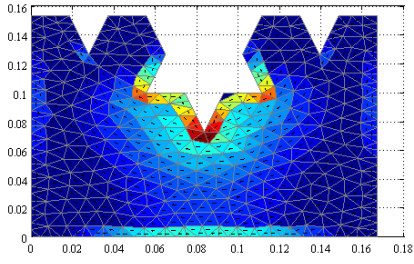
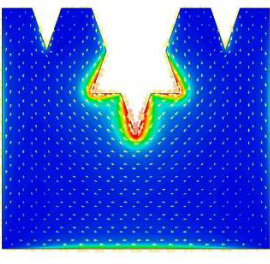
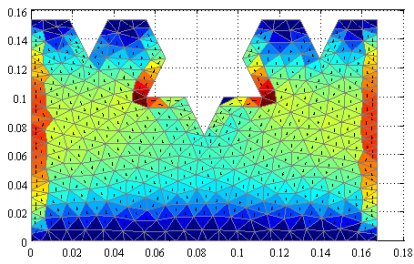
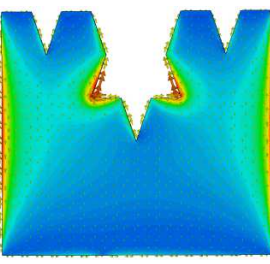
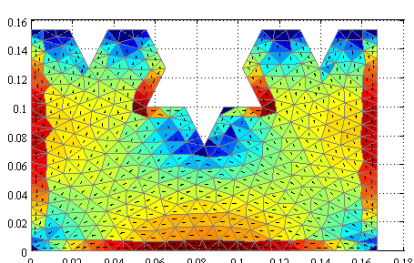
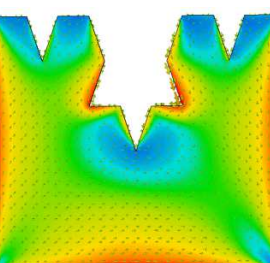
Lze pozorovat, že do určité výšky pásku nad zemní rovinou, frekvence i charakter módů zůstávají takové, jaké jsou předpokládány. To znamená, že proudy mají největší hustotou u kratších hran a jejich směr je stejný. Větší výška pásku nad zemní rovinou má navíc pozitivní vliv na činitel jakosti.

Další zvětšování této výšky však způsobí rezonanci antény na vyšších kmitočtech a někdy i zvětšení proudových hustot podél delších stran patchové antény. Jak z modální analýzy též vyplývá, při poměru W/L 1,1 zůstávají proudové hustoty stále nejvýraznější u kratších hran i pro větší vzdálenosti (0,4  $\lambda$ ) od zemní roviny.

Speciální případ představuje patchová anténa s poměrem  $W/L = 1$ , na kterém proudy netečou rovnoběžně s hranami antény, ale diagonálně. Při tomto poměru se navíc charakteristické úhly dvou módů překrývají (tento jev je v tab. 5.7 znázorněn jako poměr  $W/L$  1a a 1b).

## 6 Modální analýza fraktálních a jiných geometrií

Hlavní pozornost v této diplomové práci byla zaměřena na modální analýzu antén s fraktální geometrií, která je využitelná i pro snížení rezonančního kmitočtu při zachování fyzických rozměrů antény.

Mód	Modální analýza	CST Microwave studio (FIT)
1		
2		
3		

Tab. 6.1 - Porovnání výsledů metody charakteristických módů s výsledky CST Microwave Studia

Nejdříve bylo provedeno srovnání proudových hustot prvních tří módů vypočtených metodou charakteristických módů s výsledky modelu vytvořeného v programu CST Microwave Studio. Jak je možné vidět z předchozí tabulky 6.1, obě analýzy si velmi dobře odpovídají.

V CST modelu byl při tomto srovnání napájecí bod umístěn stále na stejném místě. Na příslušných kmitočtech došlo k vybuzení chtěných módů, i když ne na všech je anténa dobře přizpůsobena. Zde se projevila výhoda metody charakteristických módů. Zatímco v TCM jsou všechny módy v daném frekvenčním pásmu ihned známy, použitím FIT lze sice módy též dohledat, ale s velkým úsilím, neboť nemusí být indikovány činitelem odrazu. Navíc je pravděpodobné, že některé módy ani nebudou vybuzeny z důvodu nevhodného umístění napájecího bodu.

Všechny dále analyzované geometrie vychází z výše navržené patchové antény o rozměrech 16,67 cm x 14,96 cm (viz kapitola 5). To znamená, že základní rozměry jsou stále stejné a vlastnosti antén jsou určeny jen jejich tvarem.

Většina analyzovaných fraktálních geometrií vychází z Kochovy křivky, FCL (pravoúhlé výřezy po obvodu patche), Sierpinského koberce nebo Sierpinského křivky.

Vzhledem k velkému množství zkoumaných struktur jsou kompletní výsledky zařazeny na konci této práce v sekci Přílohy a zde je uvedeno jejich srovnání. K tomuto účelu je u každé antény dopočítáno přeladění  $\Delta f_{\text{rez}}$ , změna směrovosti  $\Delta D$  od referenční antény a dále poměry  $D/(Q \cdot (ka)^3)$  a  $\Delta f/Q$ .

Vzhledem k vysokým rezonančním frekvencím třetího módu byla dále soustředěna pozornost pouze na první dva módy.

V následujícím grafu (obr. 6.1) je zobrazeno relativní přeladění všech analyzovaných struktur od referenční antény a v grafu (obr. 6.2) je vynesena závislost  $D/(Q \cdot (ka)^3)$  na  $\Delta f/Q$ . Zobrazeny jsou jen ty antény, jejichž rezonanční kmitočet je nižší, než je rezonanční kmitočet příslušného módu referenční antény.

Přestože jsou oba módy vyneseny společně, není korektní vzhledem k různé šířce a délce antény tyto módy číselně porovnávat mezi sebou.

Pro zachování přehlednosti v analyzovaných strukturách jsou čísla módů určena směrem proudu tekoucím po struktuře referenční antény a nikoliv frekvencí.

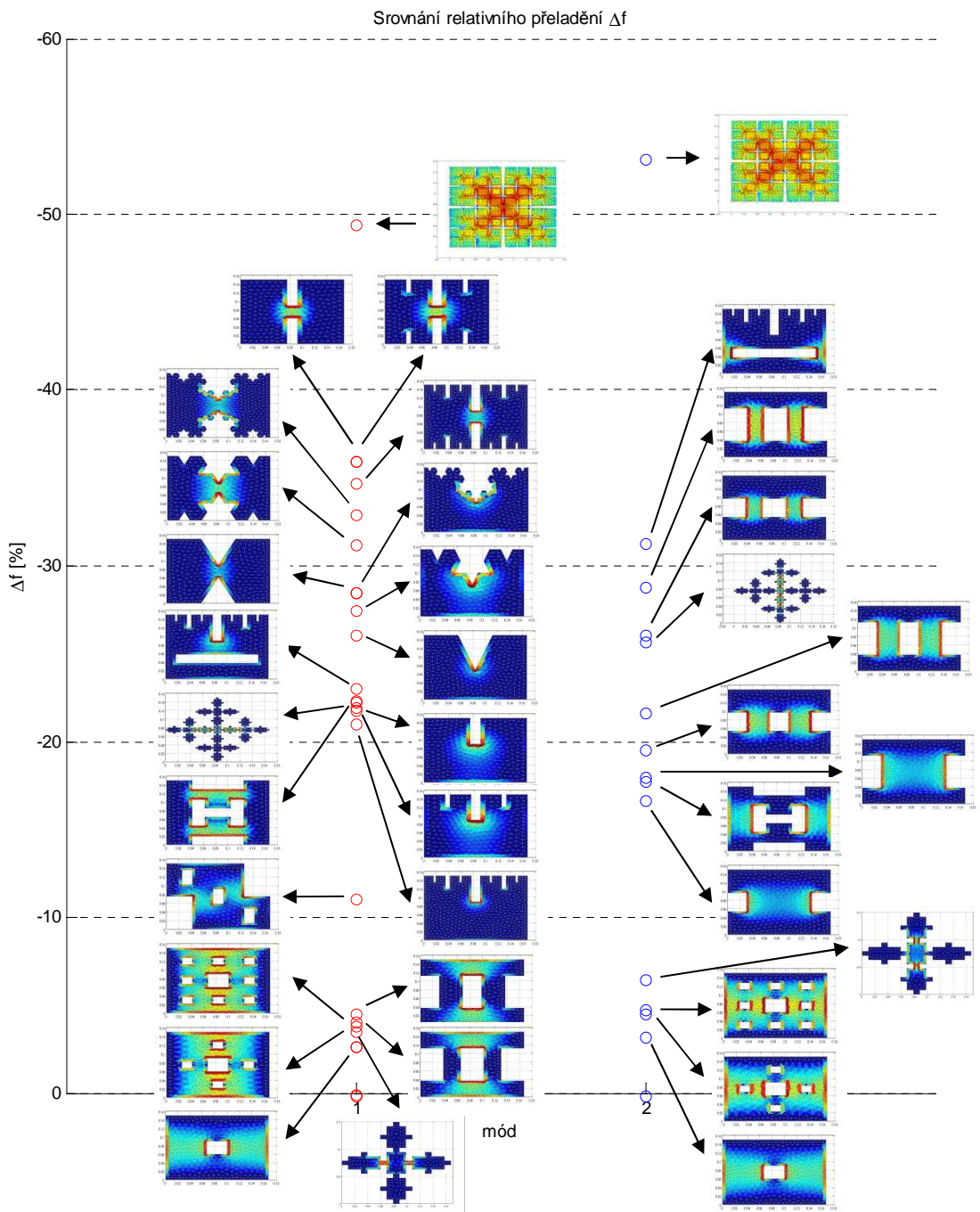
Z výsledků vyplývá:

- Pro maximální přeladění je třeba použít mód s nejnižším rezonančním kmitočtem.
- Pro snížení rezonančního kmitočtu je nutné prodloužit proudové cesty.
- S ohledem na činitel jakosti je vhodné se při návrhu antény vyvarovat úzkým proudovým cestám.
- Malá okénka (Sierpinského koberec) téměř nemají vliv na směrovost. Nevykazují ale velké přeladění.
- Zkoumané fraktální geometrie nemají vzhledem k jejich fyzické velikosti natolik velké přeladění, aby se tyto antény daly zařadit dle definice  $ka \leq 0,5$  ( $ka \leq 1$ )



mezi tzv. malé antény (hranice  $ka \leq 1$  dosáhla pouze jedna struktura s největším přeladěním).

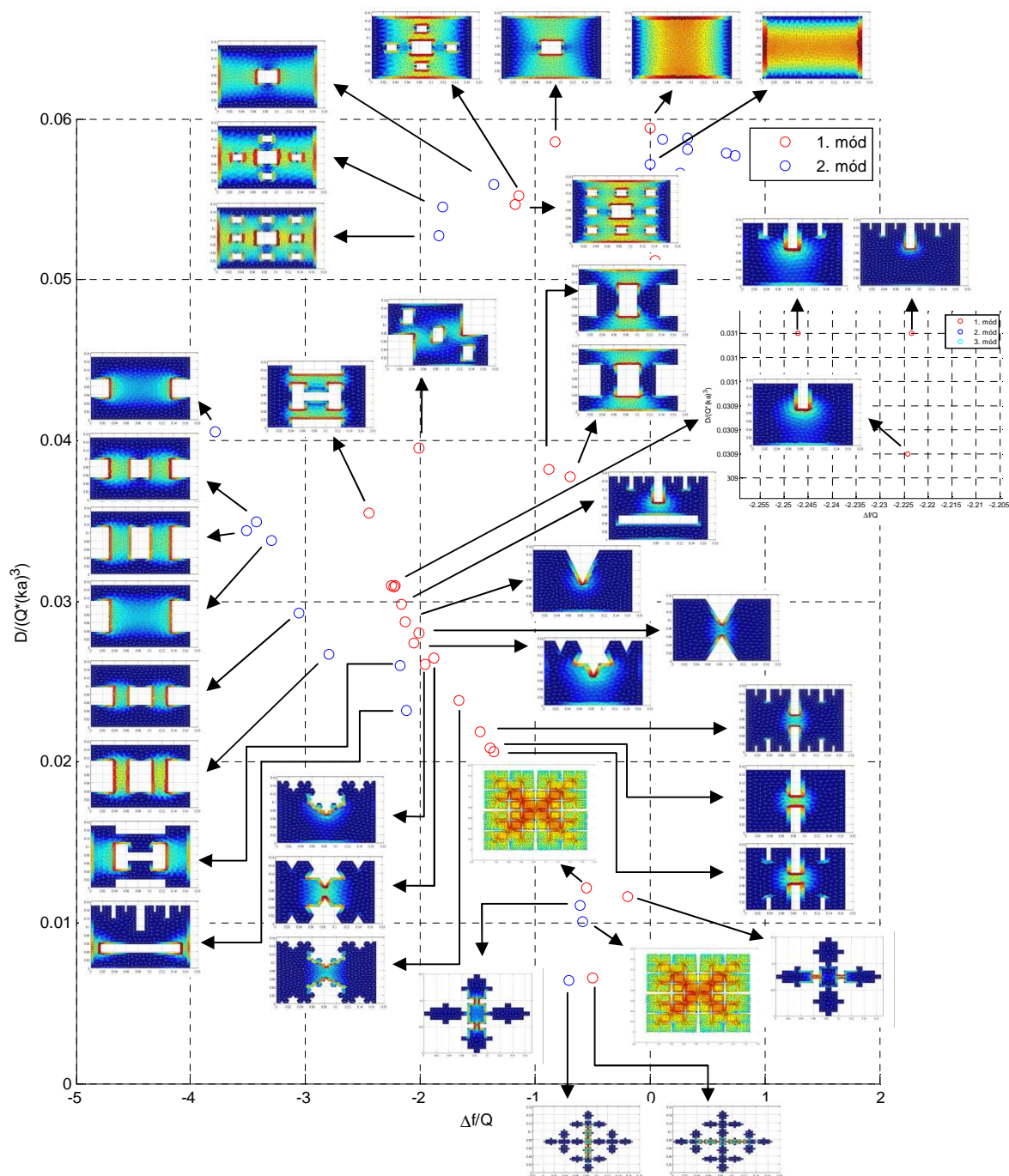
- Vlastnosti fraktálních antén s přibývajícím počtem iterací nelze zobecnit.



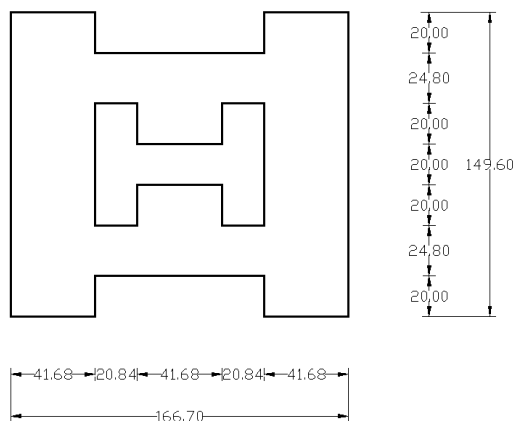
Obr. 6.1 - Srovnání relativního přeladění od referenční antény pro 1. a 2. mód

Pro co největší miniaturizaci antény je snahou dosáhnout co největšího přeladění (obr. 6.1). Při porovnání s obr. 6.2 se ale ukazuje spojitost s dalšími parametry, kde

typicky antény s velkým přeladěním dopadají hůře (nejlepších parametrů na obr. 6.2 dosahují antény v levém horním rohu). Lze si všimnout, že antény založené na celoplošné fraktalizaci a úzkých proudových cestách dopadají v tomto kvalitativním srovnání nejhůře (pravý dolní roh).



Obr. 6.2 - Srovnání antén z pohledu  $D/(Q^*(ka)^3)$  na  $\Delta f/Q$



Obr. 6.3 - Geometrické rozměry antény

Jelikož anténa na obrázku 6.3 vykazuje v rámci prvního módu nejlepší poměr  $\Delta f/Q$ , je zde uvedena včetně rozměrů pro její případné další studium. Rezonanční kmitočet je snížen nejen vnějším vykousnutím, ale i zvláštním okénkem ve tvaru H, které umožňuje oproti klasickému okénku čtvercového tvaru prodlužovat proudové cesty i podél jeho hrany.

## 7 Simulace, konstrukce a měření

Tři antény s fraktálními motivy a jedna referenční patchová anténa byly modelovány simulátorem elektromagnetického pole CST Microwave Studio, konstruovány a následně měřeny.

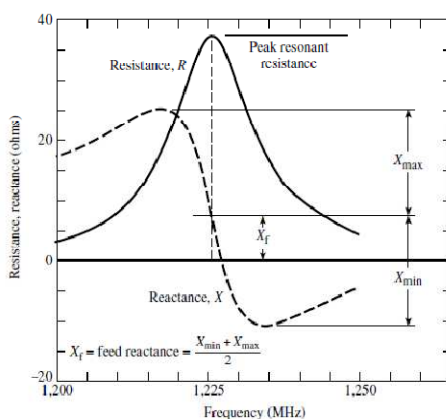
### 7.1 Napájení - koaxiální sonda

K napájení antén je využita tzv. koaxiální sonda (obr. 7.1), která má výhodu v jednoduchém konstrukčním řešení a možnosti přesného umístění do oblasti s požadovanou impedancí.

Při větší vzdálenosti mezi zemní rovinou a samotným patchem za účelem zvětšení šířky pásma při tomto typu napájení dochází k nežádoucímu vyzařování a ovlivňování parazitní indukčnosti. Ta ovlivňuje průběh imaginární části impedance. Viz obr. 7.2.



Obr. 7.1 - Napájení patchové antény koaxiální sondou a náhradní schéma antény s parazitní indukčností [23]




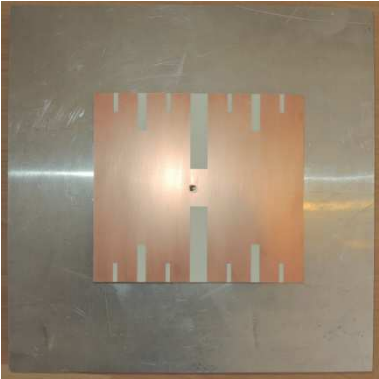
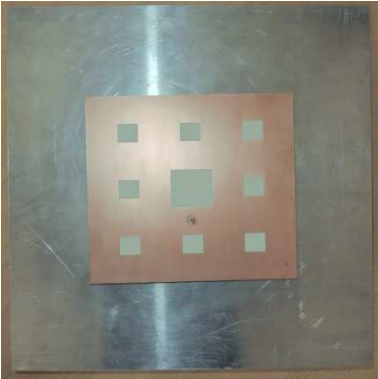
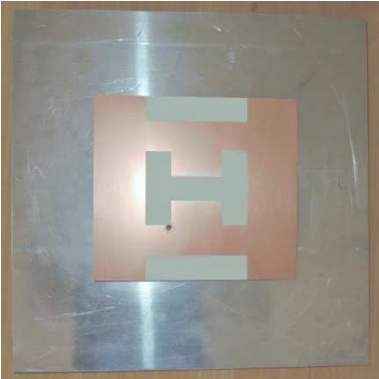
Obr. 7.2 - Vliv koaxiální sondy na impedanci patchové antény [23]

Vhodné umístění napájecího bodu bylo nalezeno parametrizací jeho polohy. Po kontrole vybuzení požadovaných módů (analýzou proudových hustot) bylo přistoupeno k výrobě antén.

## 7.2 Konstrukce

Na substrát Rogers RO4350B o šířce 0,762 mm s tloušťkou pokovení 18  $\mu\text{m}$  byly vyleptány motivy zvolených struktur. Substrát byl umístěn 1 cm nad zemní deskou s rozměry 30 x 30 cm. Rogers RO4350B má oproti klasickému substrátu FR-4 výhodu v nižších ztrátách v dielektriku a v přesnějším dodržení permitivity, která je u různých výrobců FR-4 odlišná. To umožňuje vytvořit přesné simulace ještě před samotnou výrobou bez nutnosti měření permitivity použitého substrátu. Nevýhodou je jeho cena.

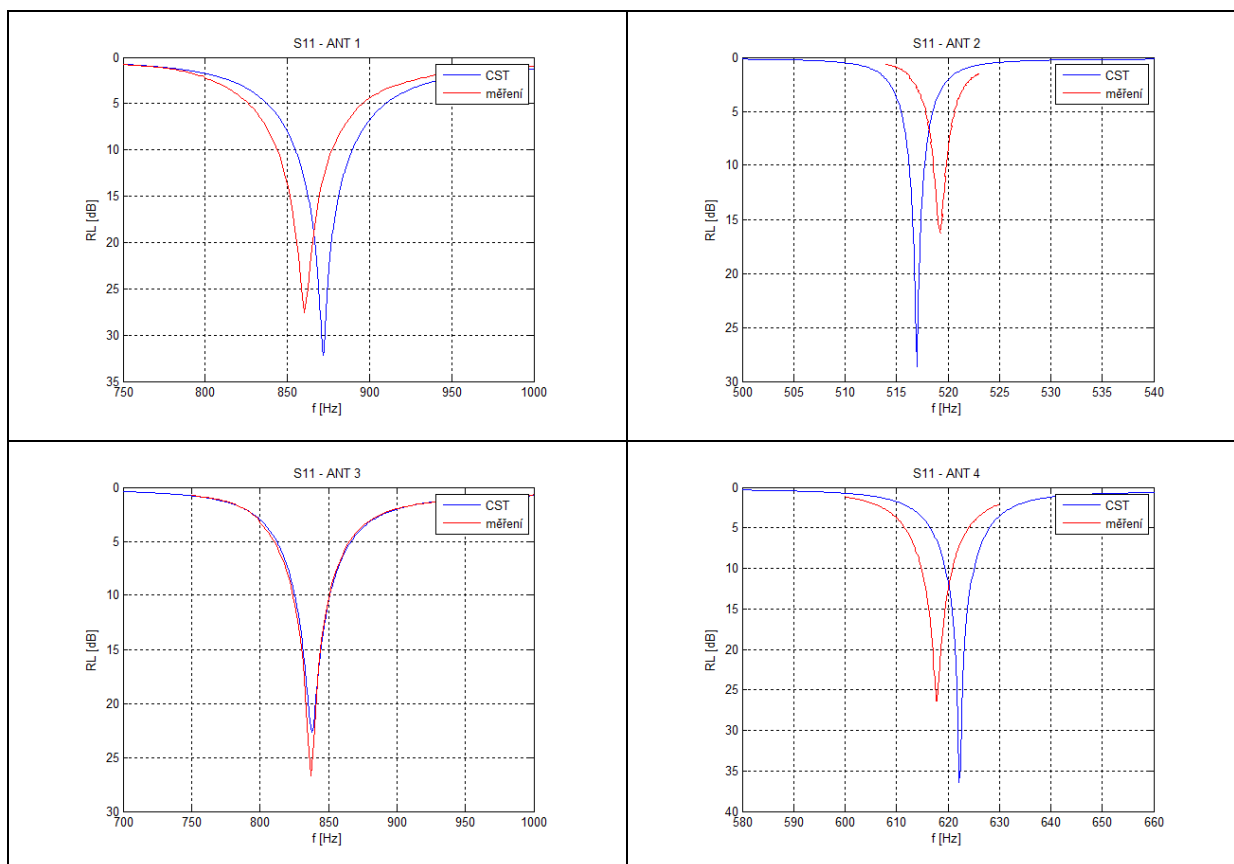
Všechny vyrobené antény (tab. 7.1) jsou opatřeny konektory typu N (samice).

Anténa 1	Anténa 2
	
Anténa 3	Anténa 4
	

Tab. 7.1 - Fotografie vyrobených antén a jejich označení

### 7.3 Měření S11 parametrů

U vyrobených antén byly změřeny S11 parametry, které byly porovnány se simulacemi provedenými v CST Microwave Studiu.



Obr. 7.3 - Porovnání S11 parametrů simulace a měření

Kromě antény číslo dva, která dosahuje nejvyššího přeladění, ale zároveň vykazuje značnou citlivost na přesné nastavení výšky substrátu nad zemní rovinou, všechny ostatní konstruované antény vykazují na rezonančním kmitočtu lepší činitel odrazu než 25 dB, přičemž hodnota 20 dB bývá v praxi považována za perfektní přizpůsobení. Jak je uvedeno v následující tabulce 7.2, chyba způsobená rozdílným simulovaným a měřeným rezonančním kmitočtem je též velmi příznivá.

Anténa	Mód	$f_{\text{CST}}$ [MHz]	$f_{\text{měření}}$ [MHz]	$\Delta f_{\text{přeladění}}$ [%]	$\Delta f_{\text{chyba simulace}}$ [%]
1	2	871,9	860,6	0	1,3
2	1	517	519,3	39,7	0,4
3	2	838	837,2	2,7	0,1
4	1	622,2	617,8	28,2	0,7

Tab. 7.2 - Chyba simulace vůči měření

V tabulce 7.2 je dále uvedeno dosažené přeladění vyrobených antén od referenční antény číslo jedna na základě změřených rezonančních kmitočtů.

K měření S11 parametrů byl použit anténní analyzátor Anritsu Site Master S400A.

## 7.4 Měření ohřevu antény

V tomto pokusu byly antény napájeny budícím generátorem, za kterým byl zařazen zesilovač s výstupním výkonem 30 W. Cílem pokusu bylo ověření předpokladu, že



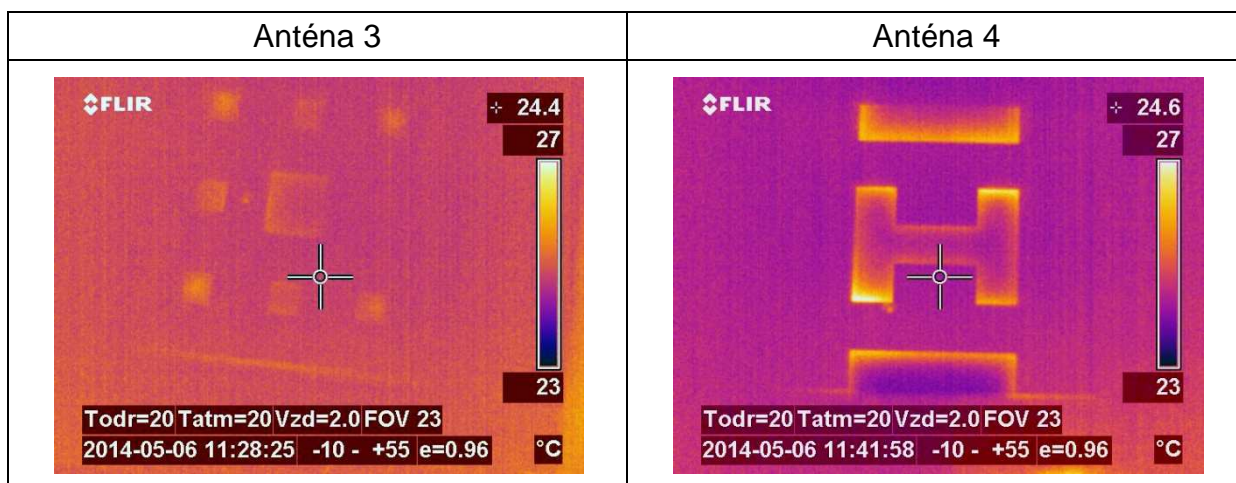
Obr. 7.4 - Měření ohřevu antény termokamerou

v místech větších proudových hustot se anténa zahřívá více, a tak je použitím infračervené kamery možné přímo pozorovat buzený charakteristický mód.

Pro tento účel byla použita kamera ThermoCAM P25, generátor ELSY SG 2000 a výkonový zesilovač BONN Elektronik BSA 0101-25/30D.

Test byl prováděn v bezodrazové komoře, aby nedocházelo k rušení služeb pracujících ve stejném pásmu jako měřené antény.

Výsledkem jsou termografy v tabulkách 7.3 a 7.5.



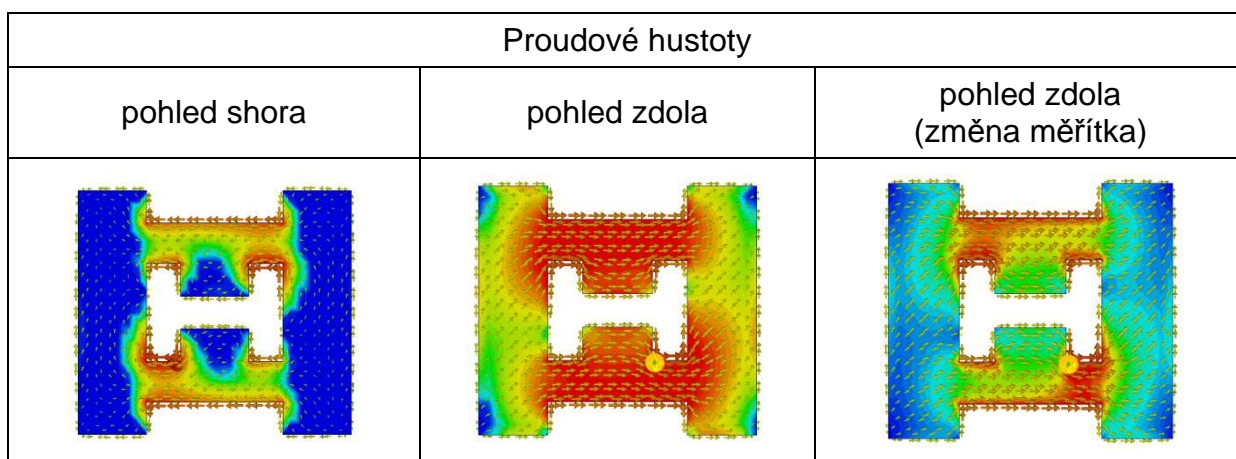
Tab. 7.3 - Termograf antén číslo 3 a 4

Zatímco u antény číslo tři je mód hůře čitelný, z termografu antény číslo čtyři lze vybuzený mód pozorovat.

Zvýšenou teplotu vykazuje především dielektrikum a nikoliv samotný povrch antény. To je způsobeno ochlazováním velké měděné plochy okolním vzduchem, kdežto z druhé strany je vytvořené teplo absorbováno substrátem.

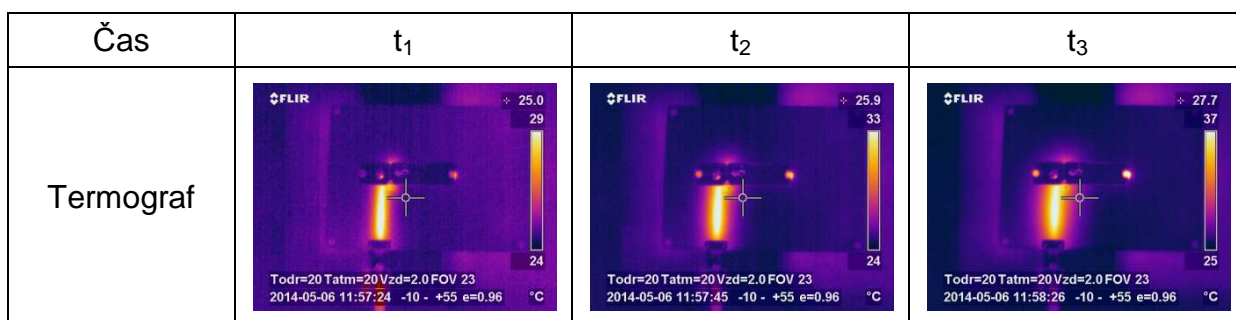
Tabulka 7.4 obsahuje simulované proudové hustoty. Ty jsou silnější na spodní straně pokovení, které se dotýká dielektrika.

Srovnáním tabulek 7.3 a 7.4 lze dospět k závěru, že vyšší teploty v termografu skutečně odpovídají vyšším proudovým hustotám tekoucím na povrchu patchové antény.



Tab. 7.4 - Simulovaná proudová hustota vybuzeného módu měřené antény číslo 4

Na závěr byla měřena F anténa, která byla laděna pro GSM pásmo a napájena pomocí úzkého mikropáskového vedení, které se během měření zahřívalo nejvíce (tab 7.5). S přibývajícím časem je možné pozorovat i ohřev okolního dielektrika.



Tab. 7.5 - Termograf GSM antény v časech  $t_1, t_2$  a  $t_3$  ( $t_1 < t_2 < t_3$ )



## 8 Závěr

Modální analýza má velký potenciál v oblasti vývoje antén. Díky ní je daleko jednodušší rozkrýt princip činnosti zkoumané struktury. Zaujímá tak pevné místo vedle ostatních metod pro numerické simulace.

Použitý nástroj pro výpočet charakteristických módů je stále ve vývoji a má jistá omezení. Neumí počítat s tloušťkou kovů a implicitně předpokládá vzduchové dielektrikum. I s tímto omezením však dokáže být užitečný pro návrh mnoha struktur.

Podrobnou analýzou patchové antény bylo zjištěno, že od určité výšky nad zemní rovinou se původní mód začíná modifikovat, což má za následek přeladění antény k vyšším rezonančním kmitočtům.

Výběr antény je vždy otázkou priorit. Jinak tomu není ani u antén s fraktálními motivy. Z dosažených výsledků je zřejmé, že žádná ze zkoumaných antén nevykazuje ve všech ohledech nejlepší parametry. Proto není jednoduché zhodnotit vliv fraktálních geometrií na vlastnosti antén, neboť nezáleží ani tak na typu geometrie jako spíše na vhodně zvolených proudových cestách, které s typem napájení, výškou a materiálem dielektrika budou dominantně určovat vlastnosti antény. Z analýzy však vyplynuly některé souvislosti, kterými je možné se při návrhu řídit.

Z měření  $S_{11}$  parametrů vyplývá, že i přes malou chybu simulace může vzniknout v případě úzkopásmových antén problém s naladěním do požadovaného pásma.

Na závěr bylo provedeno měření vybraných antén termokamerou. Místa vykazující vyšší teplotu přesně odpovídala místům s většími proudovými hustotami. K pohledu z druhé strany, kde by nebylo pokovení, bohužel brání zemní deska. Pro tato měření by tak byla ideální například Yagi anténa zhotovená na jednovrstvém substrátu. U té by bylo pravděpodobně možné pozorovat proudové púlvlny na jednotlivých elementech, na kterých by teplota zároveň klesala ve směru k poslednímu direktoru.

## Použitá literatura

- [1] BELROSE, John S. Fessenden and Marconi: Their Differing Technologies and Transatlantic Experiments During the First Decade of this Century. *IEEE Canada* [online]. 1995 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: [http://www.ieee.ca/millennium/radio/radio\\_differences.html](http://www.ieee.ca/millennium/radio/radio_differences.html)
- [2] Benoît Mandelbrot. *Wikipedie: Otevřená encyklopedie* [online]. 12. března 2014 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: [http://cs.wikipedia.org/wiki/Beno%C3%AEt\\_Mandelbrot](http://cs.wikipedia.org/wiki/Beno%C3%AEt_Mandelbrot)
- [3] Lewis Fry Richardson. *Wikipedia: The Free Encyclopedia* [online]. 10 May 2014 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: [http://en.wikipedia.org/wiki/Lewis\\_Fry\\_Richardson](http://en.wikipedia.org/wiki/Lewis_Fry_Richardson)
- [4] PAUŠ, Petr. *Počítačové generování fraktálních množin* [online]. 2003/2004 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: [http://kmlinux.fjfi.cvut.cz/~pauspetr/html/skola/fraktaly/reserse.htm#\\_Toc73066106](http://kmlinux.fjfi.cvut.cz/~pauspetr/html/skola/fraktaly/reserse.htm#_Toc73066106). Rešeršní práce. ČVUT v Praze.
- [5] HAZDRA, Pavel a Miloslav ČAPEK. *Fraktály*. Praha. Přednáška. ČVUT v Praze.
- [6] Fraktál. *Wikipedie: Otevřená encyklopedie* [online]. 24. září 2013 [cit. cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Frakt%C3%A1l>
- [7] L-systém. *Wikipedie: Otevřená encyklopedie* [online]. 25. listopad 2013 [cit. cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://cs.wikipedia.org/wiki/L-syst%C3%A9m>
- [8] ČAPEK, Miloslav, Pavel HAZDRA, Pavel HAMOUZ a Jan EICHLER. IFSMaker. *Elmag.org* [online]. 27. listopad 2010 [cit. 2014-05-10]. Dostupné z: <http://www.old.elmag.org/doku.php/wiki:user:capek:ifsmaker>
- [9] VANČURA, Jiří. IFS fraktály. *Fraktály* [online]. 2006/2007 [cit. cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://www.fractals.webz.cz/fraktalygeo.htm>
- [10] PAUŠ, Petr. *Počítačové metody analýzy fraktálních množin* [online]. Praha, 2005 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://geraldine.fjfi.cvut.cz/~pausp/files/DIPLOMKA.pdf>. Diplomová práce. ČVUT v Praze.
- [11] TIŠNOVSKÝ, Pavel. *Fraktály* [online]. (c)1999,2000 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://www.fit.vutbr.cz/~tisnovpa/fract/uvod.html>
- [12] TIŠNOVSKÝ, Pavel. *Interaktivní editor afinních transformací* [online]. Brno, 1999 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://www.fit.vutbr.cz/~tisnovpa/publikace/diplomka/doc/ifscad.html>. Diplomová práce. VUT v Brně.
- [13] TIŠNOVSKÝ, Pavel. L-systémy: přírodní objekty i umělé artefakty. *ROOT.CZ: Informace nejen ze světa Linuxu* [online]. 24. říjen 2006 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://www.root.cz/clanky/l-systemy-prirodni-objekty-i-umele-artefakty/>
- [14] HOTAŘ, Vlastimil. *Fraktální geometrie* [online]. 2010, 21. listopadu 2011 [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://www.ksr.tul.cz/fraktaly/index.html>

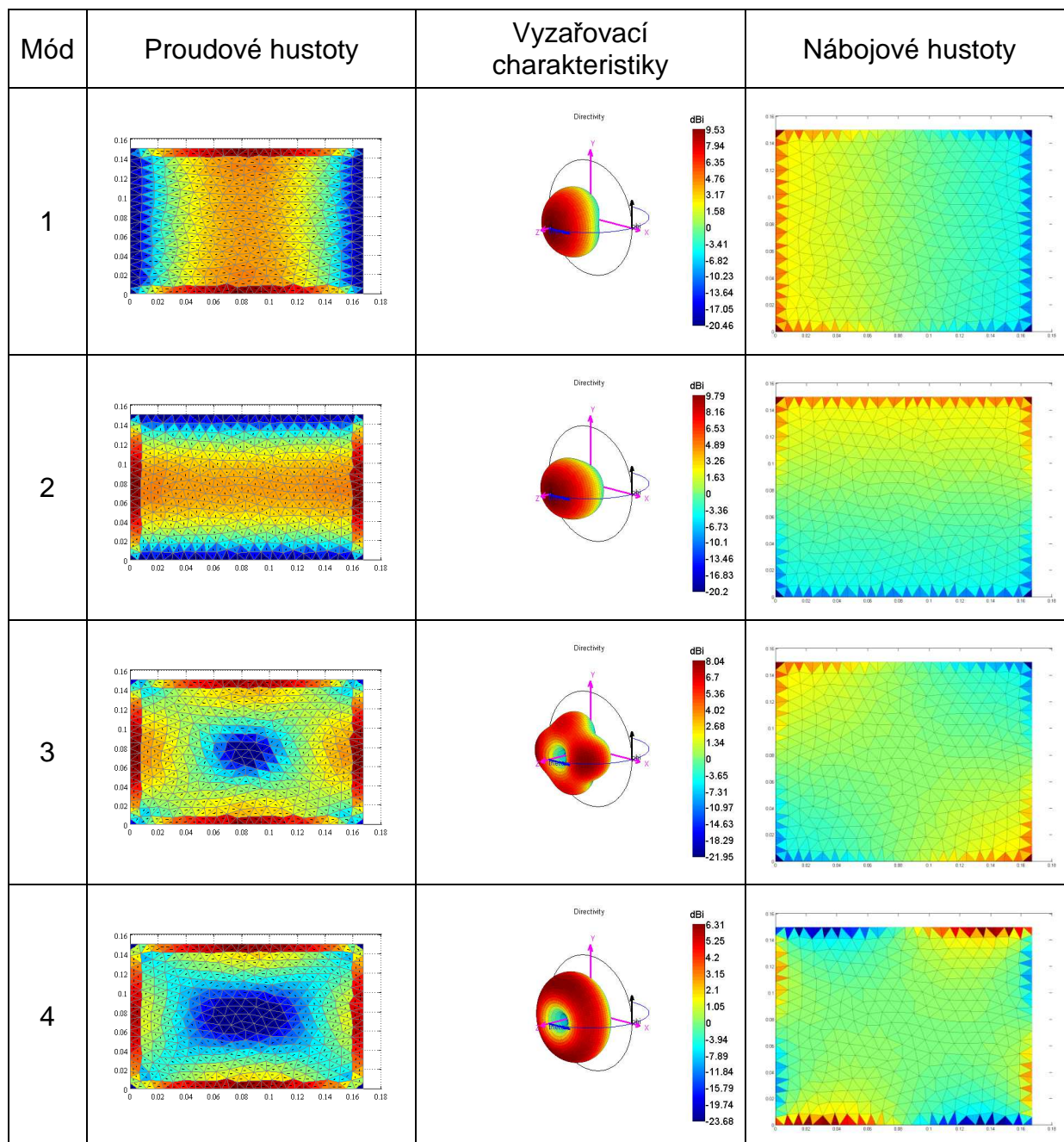
- [15] ČÁPKA, David. IFS fraktály. *Devbook.cz: programátorská sociální síť* [online]. [cit. 2014-03-20]. Dostupné z: <http://www.devbook.cz/algorithmus-ifs-fraktaly-teorie-vykresleni-a-tabulka-hodnot>
- [16] ČAPEK, Miloslav. Pracoviště pro modelování elektromagnetického pole. *Elmag.org* [online]. 12. listopad 2009 [cit. 2014-04-11]. Dostupné z: [http://old.elmag.org/doku.php/k317:simulace\\_elmag\\_poli](http://old.elmag.org/doku.php/k317:simulace_elmag_poli)
- [17] DEMIR, Veysel. *Simulation of Electromagnetic Fields: The Finite-Difference Time-Domain (FDTD) Method and Its Applications*. Illinois. Dostupné z: <http://ieee.rackoneup.net/rvsv/10/Finite-Difference%20Time-Domain%20Method%20and%20Its%20Applications.pdf>. Prezentace. Northern Illinois University.
- [18] SHAEFFER, John. F. *MOM3D Method of Moments Code: Theory Manual* [online]. 1992 [cit. 2014-04-11]. Dostupné z: <http://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19940028391.pdf>
- [19] MAKAROV, Sergey N. *Antenna and EM Modeling with MATLAB*. John Wiley & Sons, Inc, 2002. ISBN 0-471-21876-6.
- [20] BONDESON, A, Thomas RYLANDER a Pär INGELSTRÖM. *Computational electromagnetics*. New York, N.Y.: Springer, c2005, xviii, 222 p. ISBN 978-038-7261-584.
- [21] GIBSON, Walton C. *The method of moments in electromagnetics*. Boca Raton: Chapman, 2008, xv, 272 s. ISBN 14-200-6145-3.
- [22] MAKAROV, Sergey. MOM Antenna Simulations with Matlab: RWG Basis Functions. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2001, roč. 43, č. 5.
- [23] HAZDRA, Pavel. *Planární fraktálové anténní struktury*. Praha, 2009. Disertační práce. ČVUT v Praze.
- [24] HAZDRA, Pavel. *Modální metody analýzy vyzařujících struktur*. Praha, 2011. Habilitační práce. ČVUT v Praze.
- [25] DAVIU, Eva Antonino. *Analysis and Design of Antennas for Wireless Communications Using Modal Methods*. Valencia, 2008. Dostupné z: <http://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/2188/tesisUPV2809.pdf>. PhD Dissertation. Universidad Politécnica de Valencia.
- [26] FABRÉS, Marta Cabedo. *SYSTEMATIC DESIGN OF ANTENNAS USING THE THEORY OF CHARACTERISTIC MODES*. Valencia, 2007. Dostupné z: <http://riunet.upv.es/bitstream/handle/10251/1883/tesisUPV2594.pdf>. Ph. D. Dissertation. Universidad Politécnica de Valencia.
- [27] ČAPEK, Miloslav. *Modální analýza mikropáskových antén*. České Budějovice, 2007. Bakalářská práce. ČVUT v Praze.
- [28] ČAPEK, Miloslav. *Nástroj pro modální analýzu fraktálových patch antén*. České Budějovice, 2009. Diplomová práce. ČVUT v Praze.

- [29] ČAPEK, Miloslav. *Broadband and Multiband Microstrip Fractal Patch Antennas*. Praha. Technical Thesis. ČVUT v Praze.
- [30] VLK, Jan. *Návrh a realizace elektricky malé antény*. Praha, 2012. Diplomová práce. ČVUT v Praze.
- [31] HAZDRA, Pavel. *Teorie charakteristických modů, Činitel jakosti antény*. Praha, 2013/2014. Přednáška. ČVUT v Praze.
- [32] Thomas Weiland. *Wikipedia: Die freie Enzyklopädie* [online]. 3. listopad 2013 [cit. 2014-04-18]. Dostupné z: [http://de.wikipedia.org/wiki/Thomas\\_Weiland](http://de.wikipedia.org/wiki/Thomas_Weiland)
- [33] The Finite Integration Technique. *CST - Computer Simulation Technology* [online]. [cit. 2014-05-11]. Dostupné z: <https://www.cst.com/Products/CSTmws/FIT>
- [34] Modelování antén v časové oblasti. *Multimediální učebnice: Elektromagnetické vlny, mikrovlánná technika* [online]. 2010 [cit. 2014-04-18]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php?nav=5>
- [35] SÄRESTÖNIEMI, Mariella, Tommi TUOVINEN, Matti HÄMÄLÄINEN, Kamya Y. YAZDANDOOST, Emmi KAIVANTO a Jari IINATTI. Applicability of Finite Integration Technique for the Modelling of UWB Channel Characterization. *The 6th International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT'2012)*. 2012. Dostupné z: [http://www.ee.oulu.fi/~mattih/120228\\_Sarestoniemi\\_Mariella.pdf](http://www.ee.oulu.fi/~mattih/120228_Sarestoniemi_Mariella.pdf)
- [36] WEILAND, T. a M. CLEMENS. DISCRETE ELECTROMAGNETISM WITH THE FINITE INTEGRATION TECHNIQUE. *PIER: Progress In Electromagnetics Research* [online]. 2001, č. 32 [cit. 2014-04-18]. Dostupné z: <http://www.jpier.org/PIER/pier32/03.00080103.clemens.pdf>
- [37] WEILAND, Thomas. RF&Microwave Simulators: From Component to System Design. In: *CST - Computer Simulation Technology* [online]. [cit. 2014-04-18]. Dostupné z: [http://www.cst-korea.co.kr/Application/FIT\\_History.pdf](http://www.cst-korea.co.kr/Application/FIT_History.pdf)
- [38] WEILAND, Thomas, Martin TIMM a Irina MUNTEANU. A Practical Guide to 3-D Simulation. *IEEE microwave magazine*. 2008, č. 8. Dostupné z: [http://anlage.umd.edu/Microwave%20Measurements%20for%20Personal%20Web%20Site/Weiland%20Practical%20Guide%20to%203D%20Simulation%20IEEE%20Microwave%20Mag%209%2062%20\(2008\).pdf](http://anlage.umd.edu/Microwave%20Measurements%20for%20Personal%20Web%20Site/Weiland%20Practical%20Guide%20to%203D%20Simulation%20IEEE%20Microwave%20Mag%209%2062%20(2008).pdf)
- [39] RIMOLO-DONADIO, Renato. *3D-Electromagnetic Field Simulations with the Finite Integration Technique (FIT)*. Hamburg-Harburg, 2006. Dostupné z: <http://www.slashdocs.com/kpxxqs/seminar-07-12-2006.html>. Presentace. Technische Universität Hamburg-Harburg.
- [40] GUSTAFSSON, Mats. Physical bounds on antennas of arbitrary shape. *Loughborough Antennas & Propagation Conference*. 2011.

- [41] SHAHPARI, Morteza, David Victor THIEL a Andrew LEWIS. Polarizability of 2D and 3D conducting objects using method of moments. *ANZIAM Journal* [online]. 2013, roč. 54 [cit. 2014-04-22]. Dostupné z: <http://journal.austms.org.au/ojs/index.php/ANZIAMJ/article/view/6405/1719>
- [42] SHAHPARI, Morteza, David V. THIEL a Andrew LEWIS. An Investigation Into the Gustafsson Limit for Small Planar Antennas Using Optimization. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*. 2014, roč. 62, č. 2.
- [43] GUSTAFSSON, Mats a Sven NORDEBO. Optimal Antenna Currents for Q: Superdirectivity and Radiation Patterns Using Convex Optimization. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*. 2013, roč. 61, č. 3.
- [44] ETHIER, J. a D. A. MCNAMARA. Computational Estimates of Electrically Small Antenna High-Contrast Polarizabilities. *IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS*. 2011, roč. 10.
- [45] GUSTAFSSON, Mats, Christian SOHL a Gerhard KRISTENSSON. Illustrations of New Physical Bounds on Linearly Polarized Antennas. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*. 2009, roč. 57, č. 5.
- [46] MCLEAN, James S. Re-Examination of the Fundamental Limits on the Radiation Q of Electrically Small Antennas. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*. 1996, roč. 44, č. 5.
- [47] HAL, Herbert L. Radiation Q Limits for Spherical Wire Antennas. *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*. 2006, roč. 54, č. 10.
- [48] POLÍVKA, Milan. *(Elektricky) malé antény I.: Principiální limity*. Praha, 2013/2014. Přednáška. ČVUT v Praze.
- [49] POLÍVKA, Milan. *Mikropáskové antény*. Praha, 2013/2014. Přednáška. ČVUT v Praze.
- [50] BALANIS, Constantine A. *Antenna theory: analysis and design*. 2nd ed. New York: Wiley, c1997, xvi, 941 p. ISBN 04-715-9268-4.

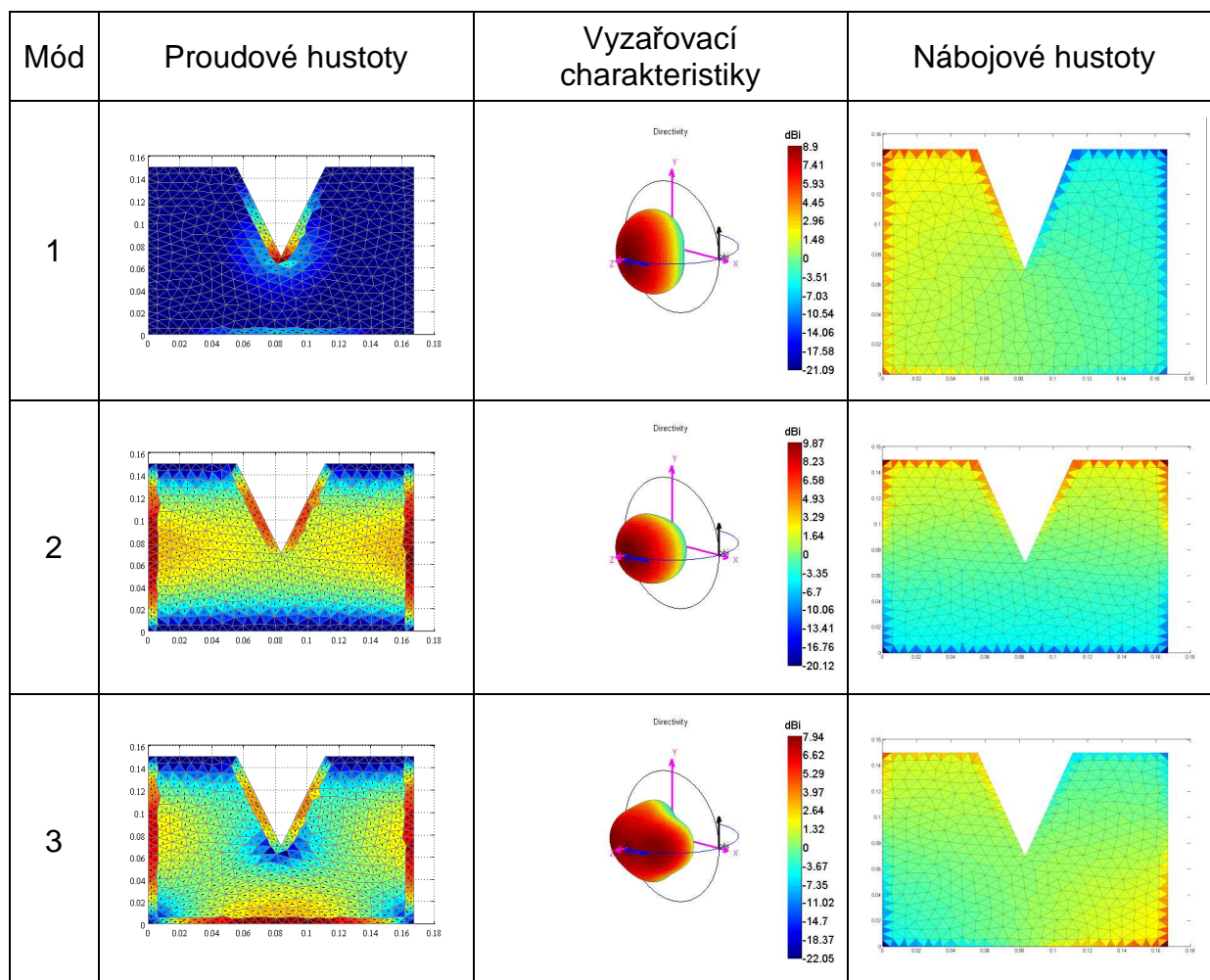
# Přílohy

## Modální analýza č. 1: Patchová anténa se zemní rovinou (referenční anténa)



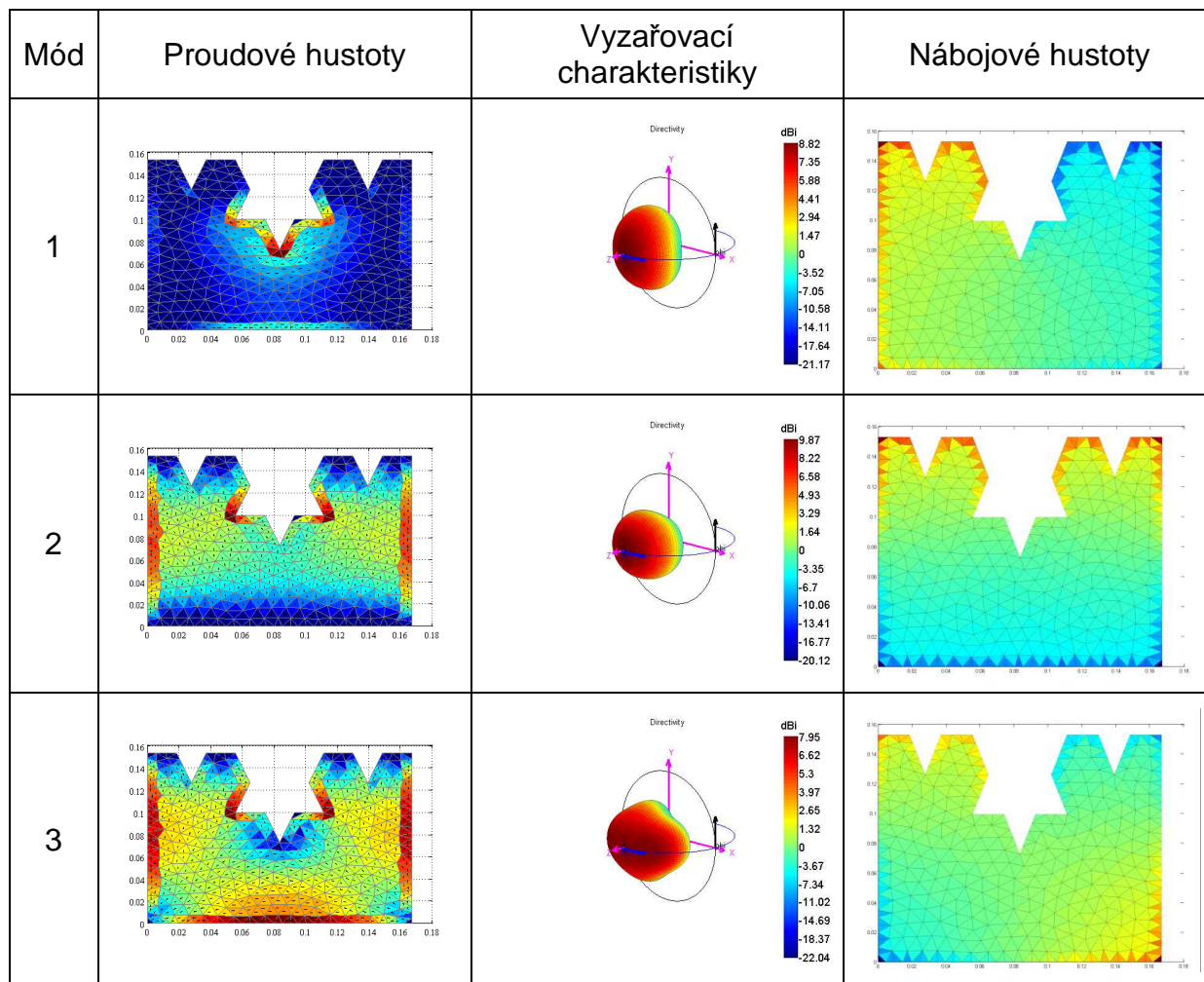
Mód	1	2	3
Qeig	22,2784	18,2840	29,9516
BW [%]	0,90	1,10	0,67
f <sub>rez</sub> [MHz]	804,01	887,25	1215,6
D [dB]	9,53	9,79	8,04
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0594	0,0572	0,0091

## Modální analýza č. 2: Koch - 1 iterace



Mód	1	2	3
Qeig	98,2813	17,3116	26,9017
BW [%]	0,20	1,16	0,75
f <sub>rez</sub> [MHz]	594,98	911,18	1120,1
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-209,03	23,93	-95,5
D [dB]	8,9	9,87	7,94
ΔD [dB]	-0,63	0,08	-0,1
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0287	0,0568	0,0126
Δf/Q	-2,12685	1,38231	-3,54996

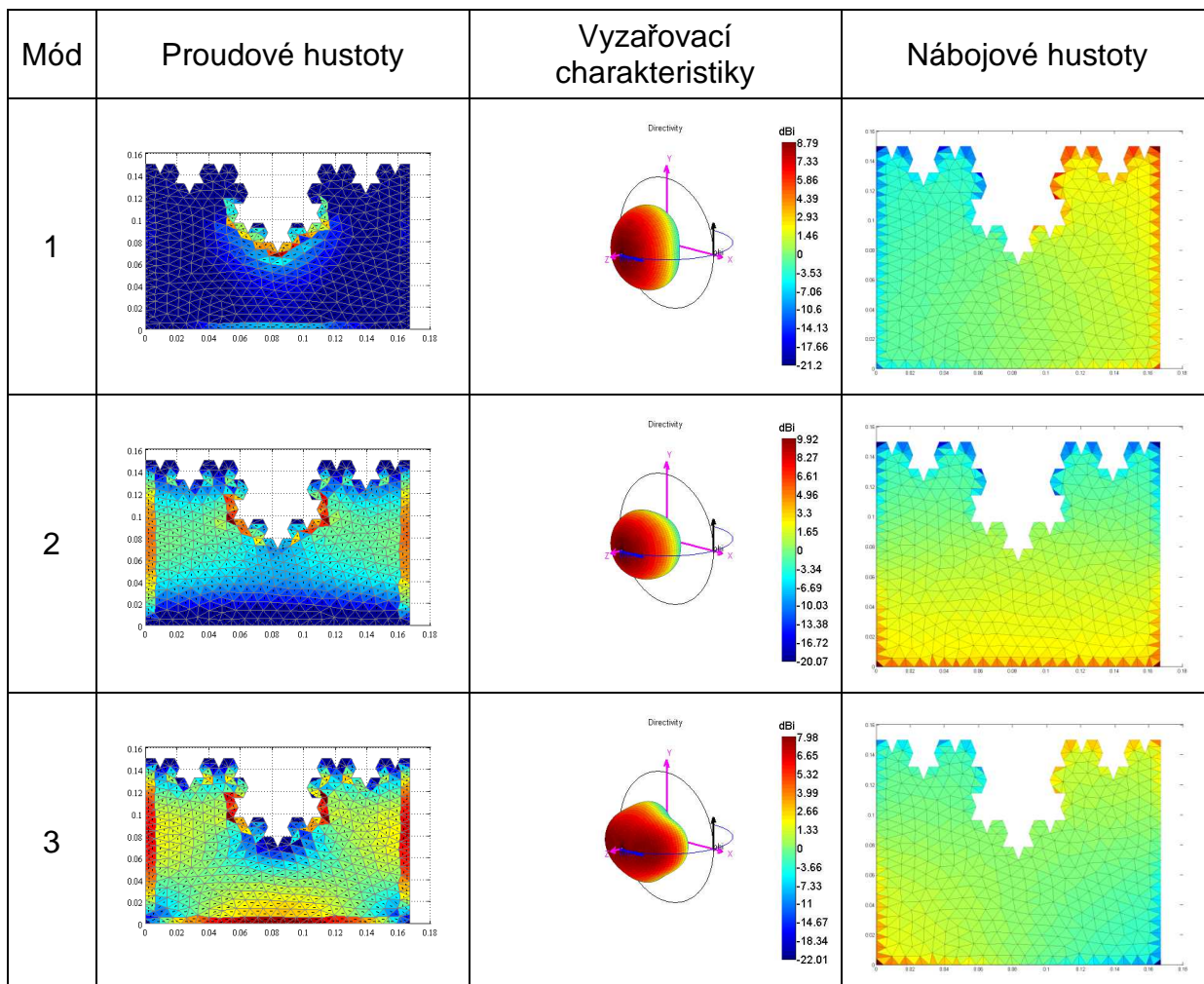
### Modální analýza č. 3: Koch - 2 iterace



Mód	1	2	3
Qeig	107,0435	19,0314	26,6317
BW [%]	0,19	1,06	0,75
f <sub>rez</sub> [MHz]	583,66	891,50	1104,9
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-220,35	4,25	-110,7
D [dB]	8,82	9,87	7,95
ΔD [dB]	-0,71	0,08	-0,09
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0274	0,0552	0,0133
Δf/Q	-2,05851	0,223315	-4,1567

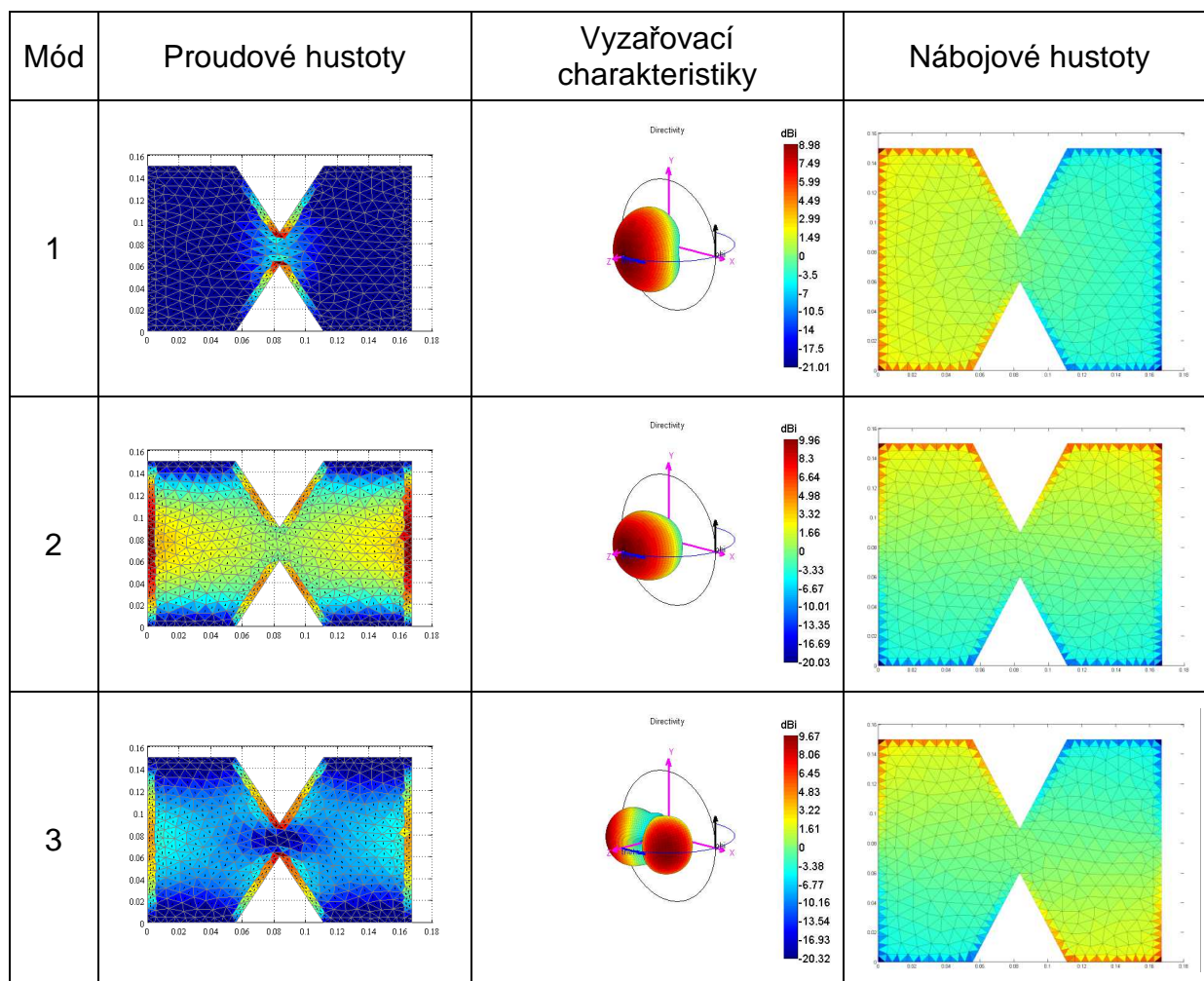


## Modální analýza č. 4: Koch - 3 iterace



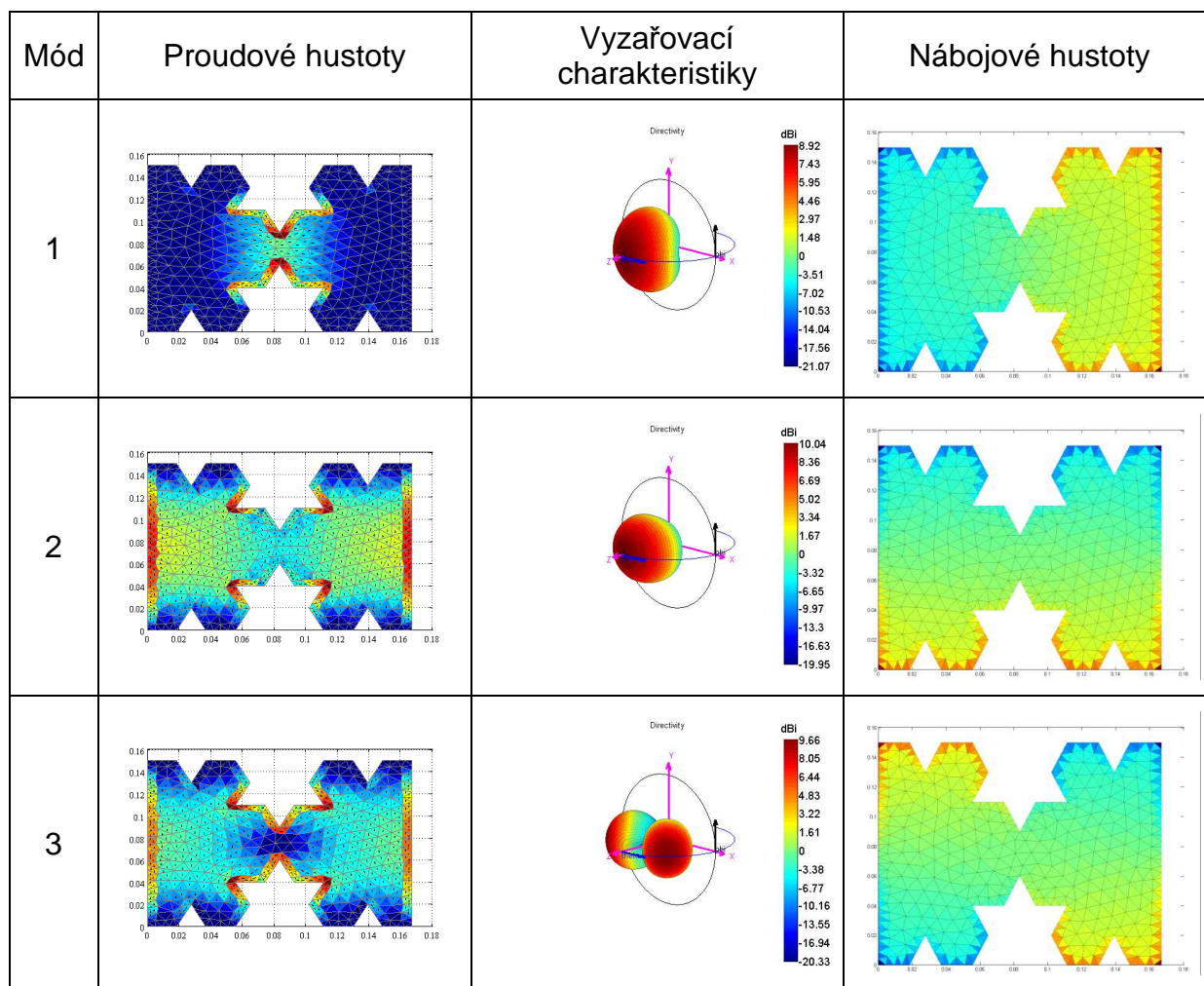
Mód	1	2	3
Qeig	116,9604	18,9916	26,1660
BW [%]	0,17	1,06	0,77
f <sub>rez</sub> [MHz]	575,28	907,01	1116,6
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-228,73	19,76	-99
D [dB]	8,79	9,92	7,98
ΔD [dB]	-0,74	0,13	-0,06
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0261	0,0531	0,0132
Δf/Q	-1,95562	1,04046	-3,78354

## Modální analýza č. 5: Koch - 1 iterace (symetrický výřez)



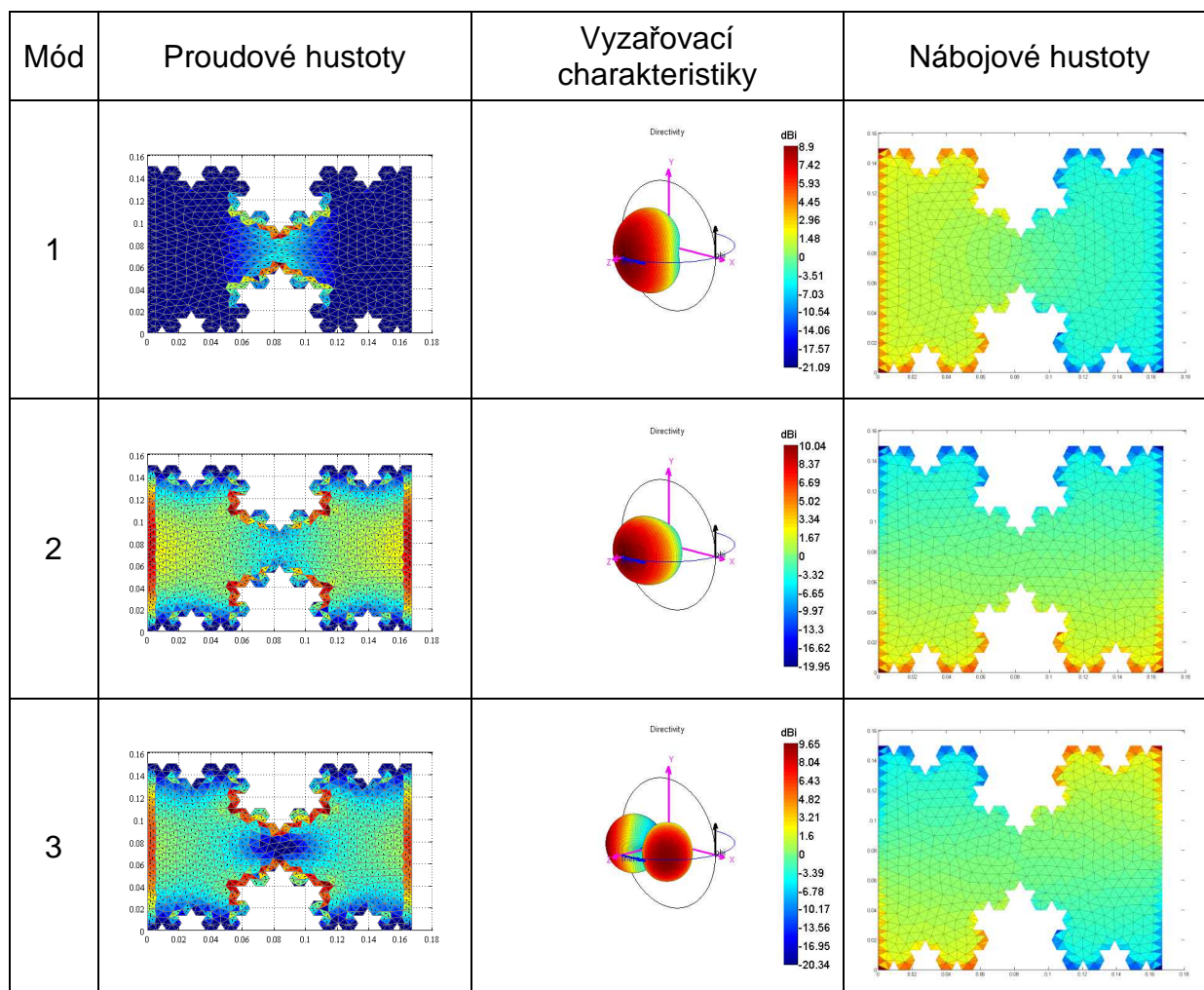
Mód	1	2	3
Qeig	113,8466	16,3771	67,0650
BW [%]	0,18	1,23	0,30
f <sub>rez</sub> [MHz]	575,02	937,88	1000,5
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-228,99	50,63	-215,1
D [dB]	8,98	9,96	9,67
ΔD [dB]	-0,55	0,17	1,63
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0280	0,0562	0,0106
Δf/Q	-2,01139	3,091512	-3,20734

## Modální analýza č. 6: Koch - 2 iterace (symetrický výřez)



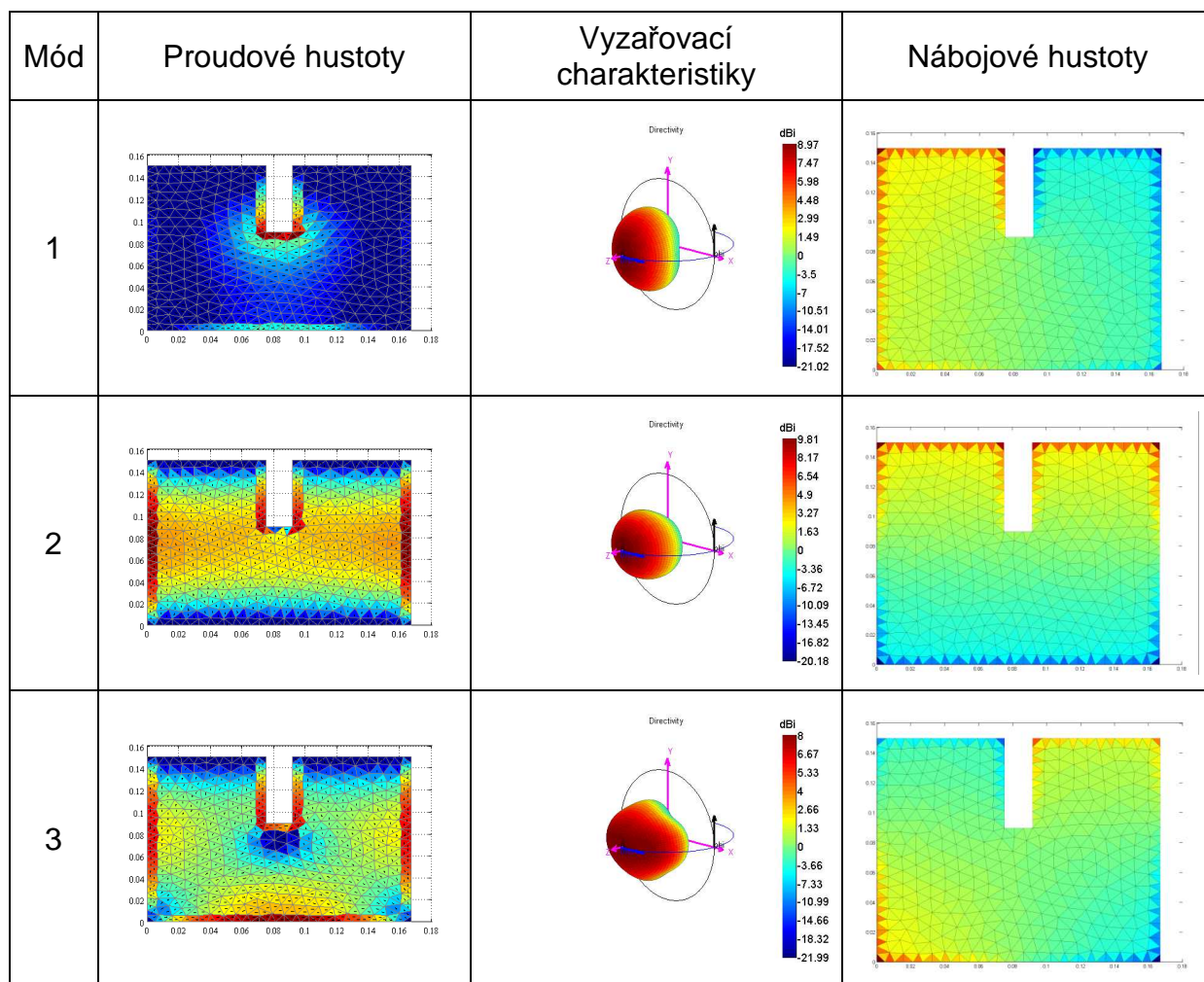
Mód	1	2	3
Qeig	133,0707	17,3320	69,3086
BW [%]	0,15	1,16	0,29
f <sub>rez</sub> [MHz]	553,25	944,37	984,19
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-250,76	57,12	-231,41
D [dB]	8,92	10,04	9,66
ΔD [dB]	-0,61	0,25	1,62
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0265	0,0530	0,0107
Δf/Q	-1,88441	3,295638	-3,33884

## Modální analýza č. 7: Koch - 3 iterace (symetrický výřez)



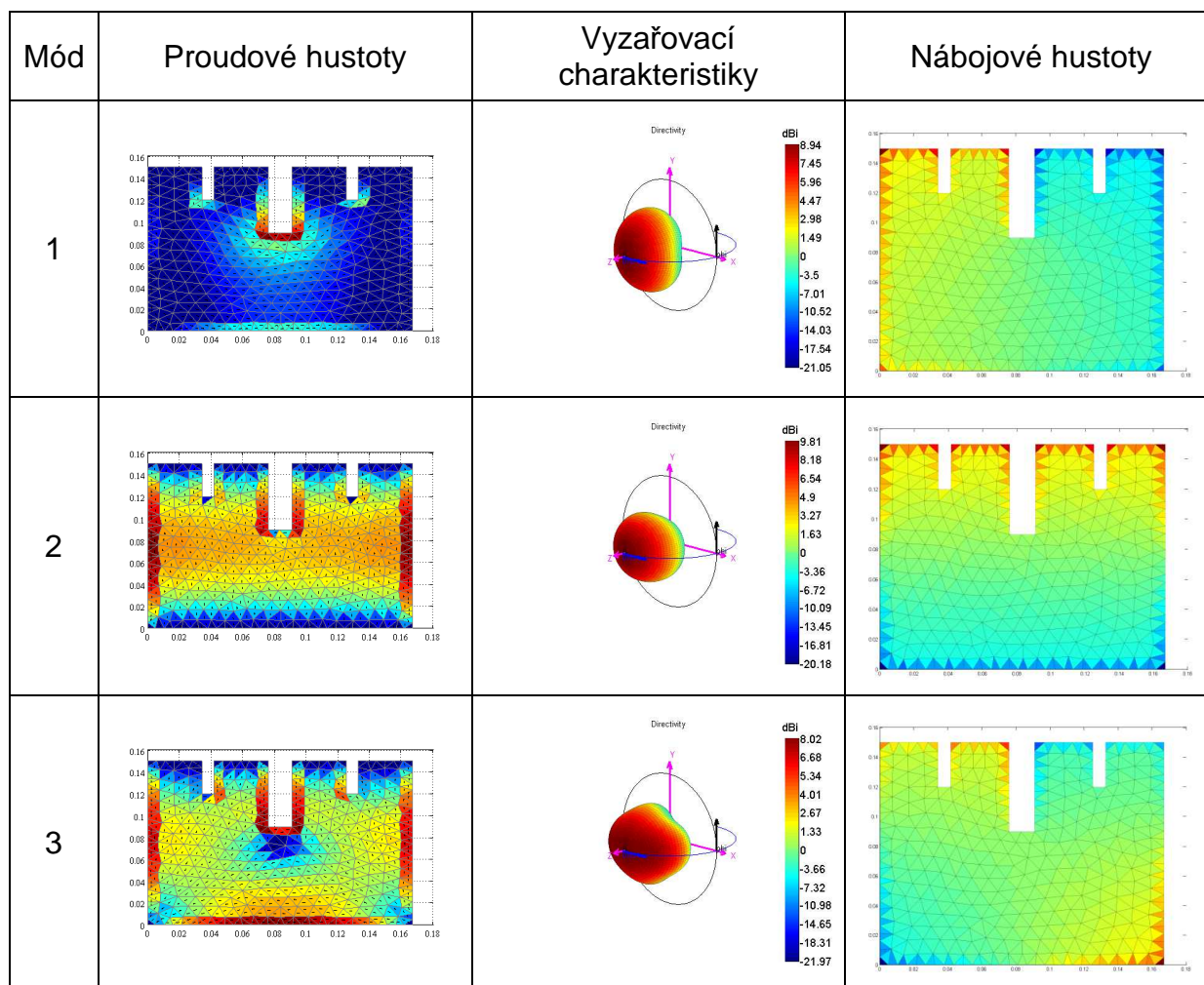
Mód	1	2	3
Qeig	158,7373	18,1186	70,4158
BW [%]	0,13	1,11	0,29
f <sub>rez</sub> [MHz]	539,84	946,52	978,61
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-264,17	59,27	-236,99
D [dB]	8,9	10,04	9,65
ΔD [dB]	-0,63	0,25	1,61
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0238	0,0504	0,0107
Δf/Q	-1,6642	3,271224	-3,36558

## Modální analýza č. 8: FCL - 1 iterace



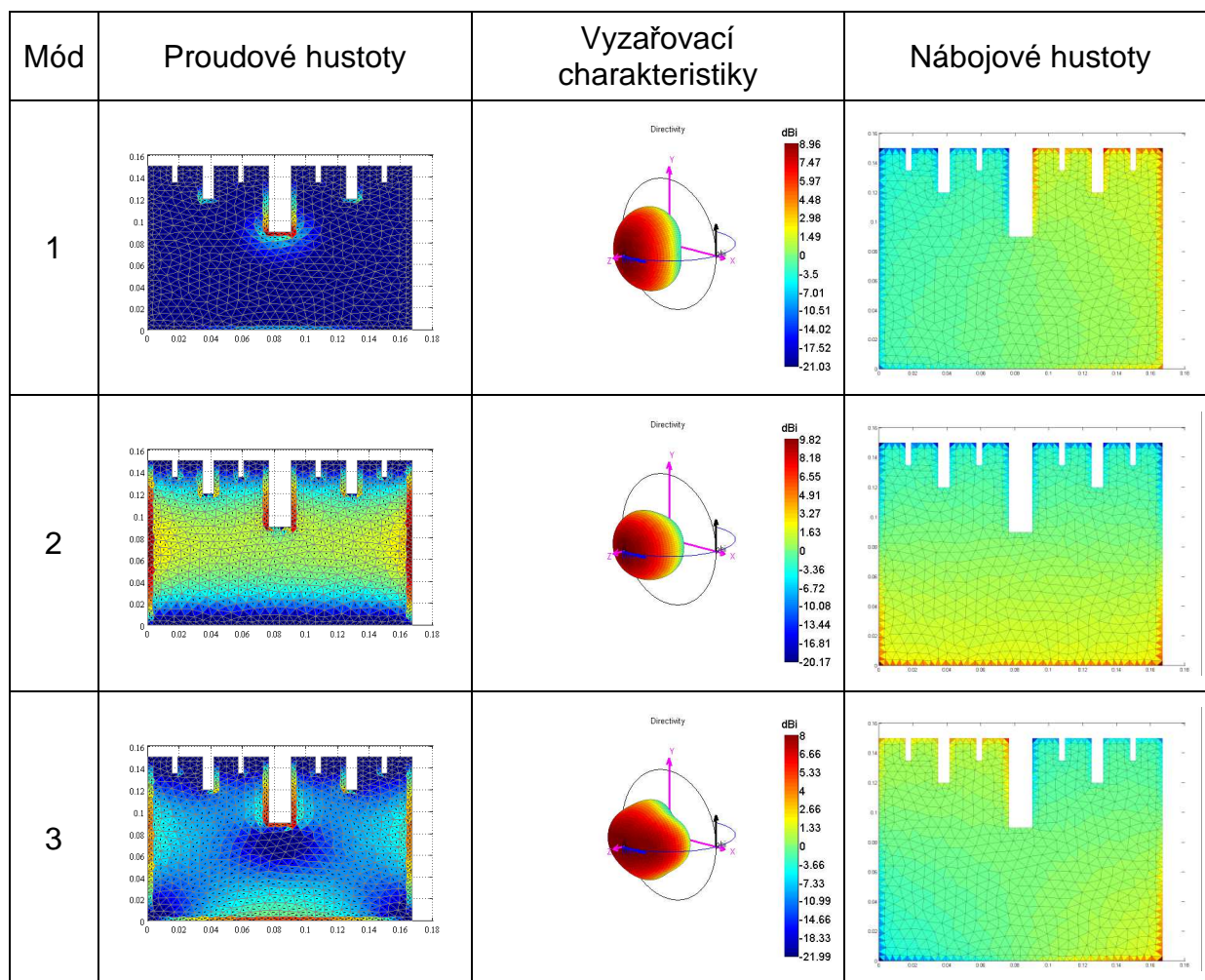
Mód	1	2	3
Q <sub>ei</sub>	79,0821	17,7652	27,5935
BW [%]	0,25	1,13	0,73
f <sub>rez</sub> [MHz]	628,11	889,31	1103,3
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-175,9	2,06	-112,3
D [dB]	8,97	9,81	8
ΔD [dB]	-0,56	0,02	-0,04
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0309	0,0587	0,0131
Δf/Q	-2,22427	0,115957	-4,0698

## Modální analýza č. 9: FCL - 2 iterace



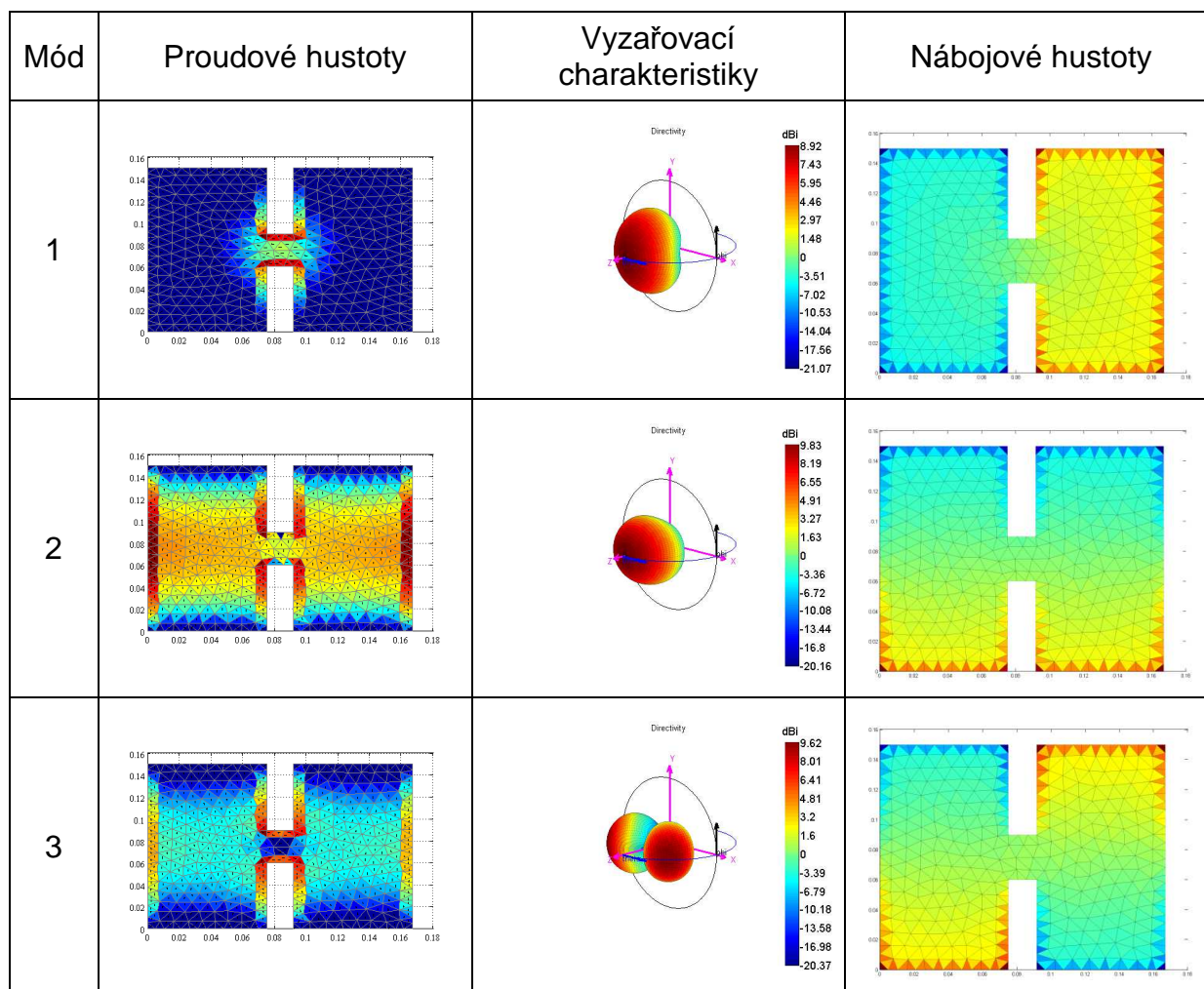
Mód	1	2	3
Qeig	77,8272	17,5184	26,5449
BW [%]	0,26	1,15	0,76
f <sub>rez</sub> [MHz]	629,12	893,09	1104,9
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-174,89	5,84	-110,7
D [dB]	8,94	9,81	8,02
ΔD [dB]	-0,59	0,02	-0,02
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0310	0,0588	0,0136
Δf/Q	-2,24716	0,333364	-4,17029

## Modální analýza č. 10: FCL - 3 iterace



Mód	1	2	3
Qeig	75,9626	18,2961	27,1393
BW [%]	0,26	1,10	0,74
f <sub>rez</sub> [MHz]	635,11	892,04	1105
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-168,9	4,79	-110,6
D [dB]	8,96	9,82	8
ΔD [dB]	-0,57	0,03	-0,04
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0310	0,0566	0,0132
Δf/Q	-2,22346	0,261804	-4,07527

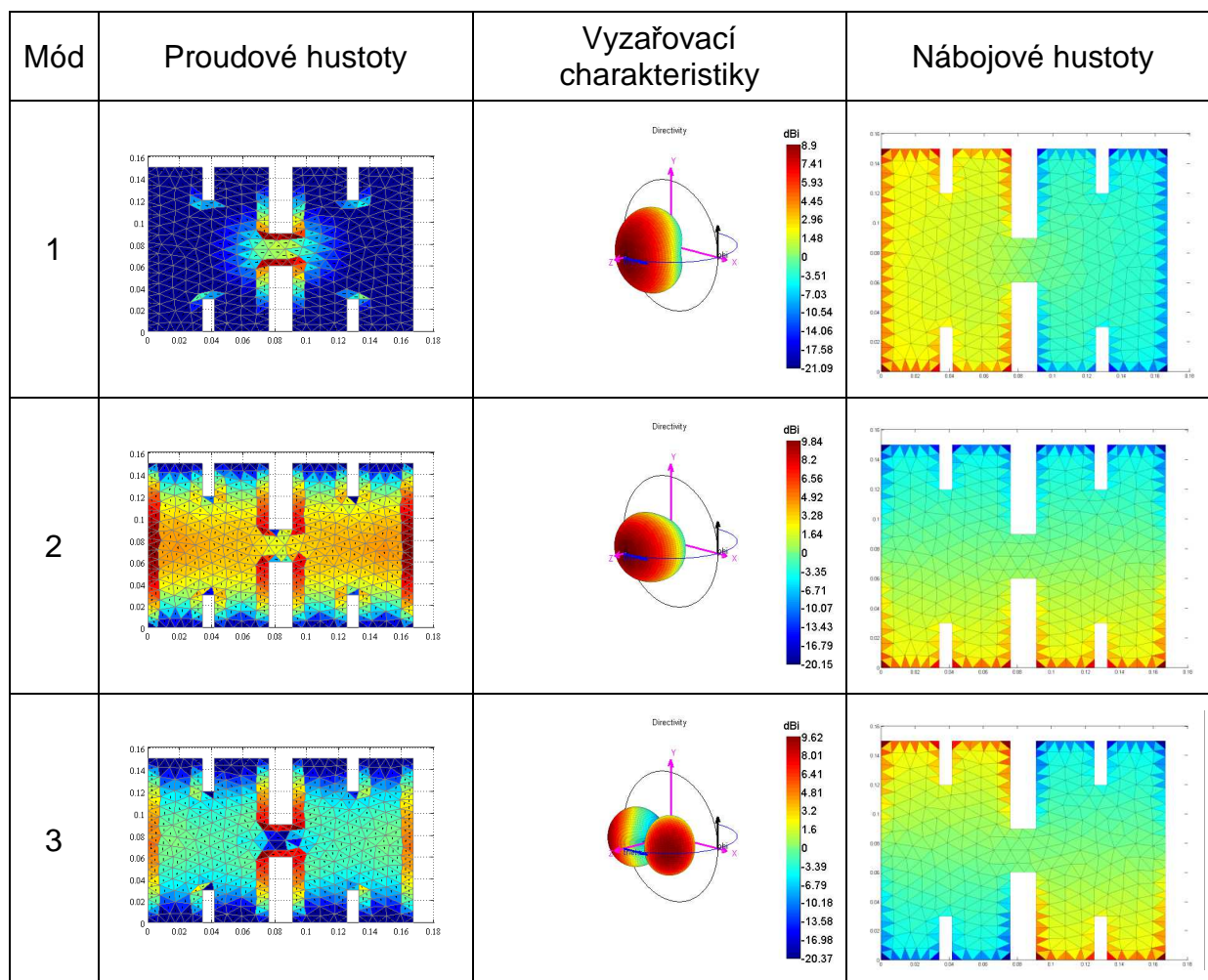
## Modální analýza č. 11: FCL - 1 iterace (symetrický výřez)



Mód	1	2	3
Qeig	211,6649	17,8007	94,9047
BW [%]	0,095	1,13	0,21
f <sub>rez</sub> [MHz]	515,48	893,04	930,41
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-288,53	5,79	-285,19
D [dB]	8,92	9,83	9,62
ΔD [dB]	-0,61	0,04	1,58
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0206	0,0581	0,0092
Δf/Q	-1,36315	0,325268	-3,00501

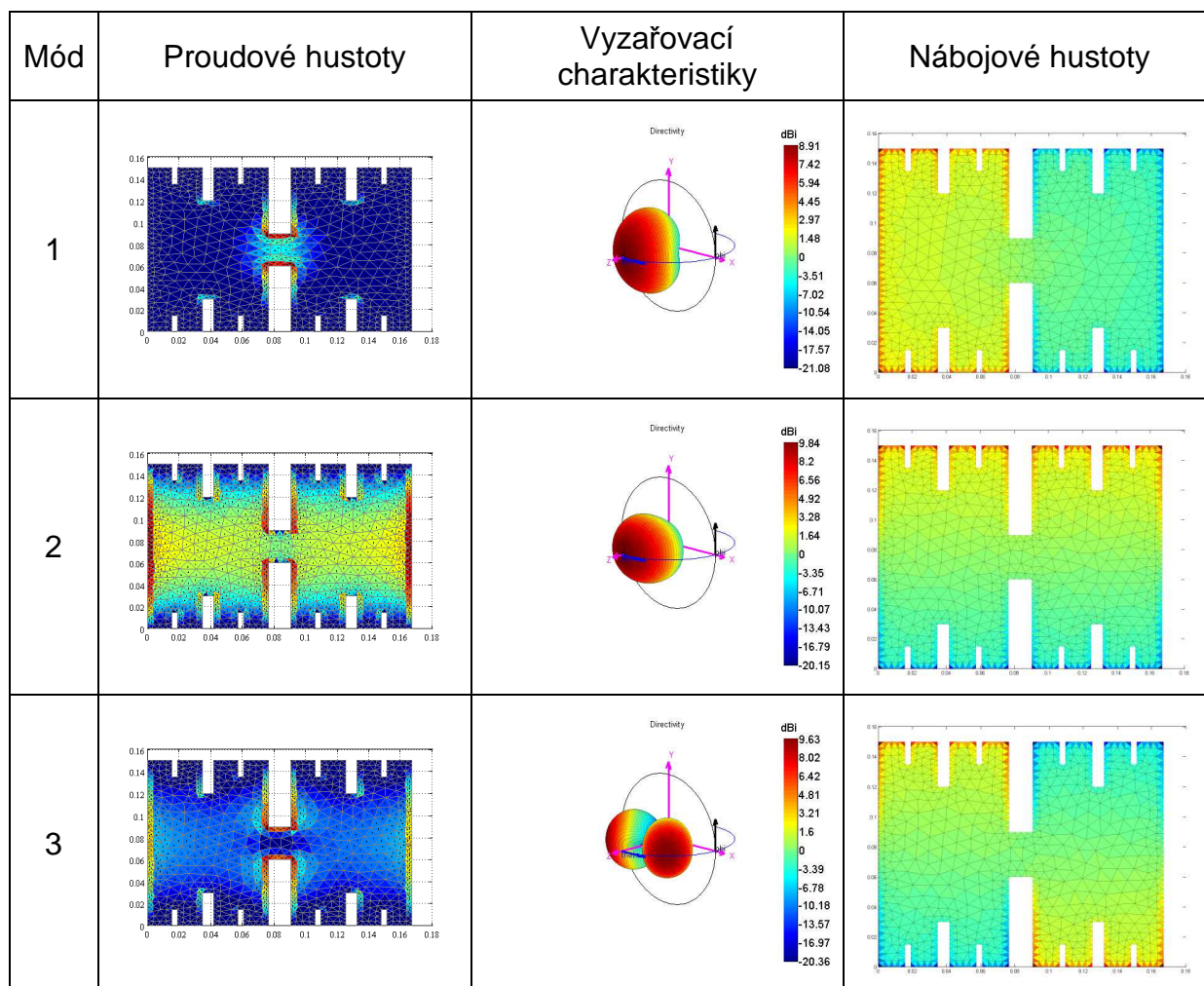


## Modální analýza č. 12: FCL - 2 iterace (symetrický výřez)



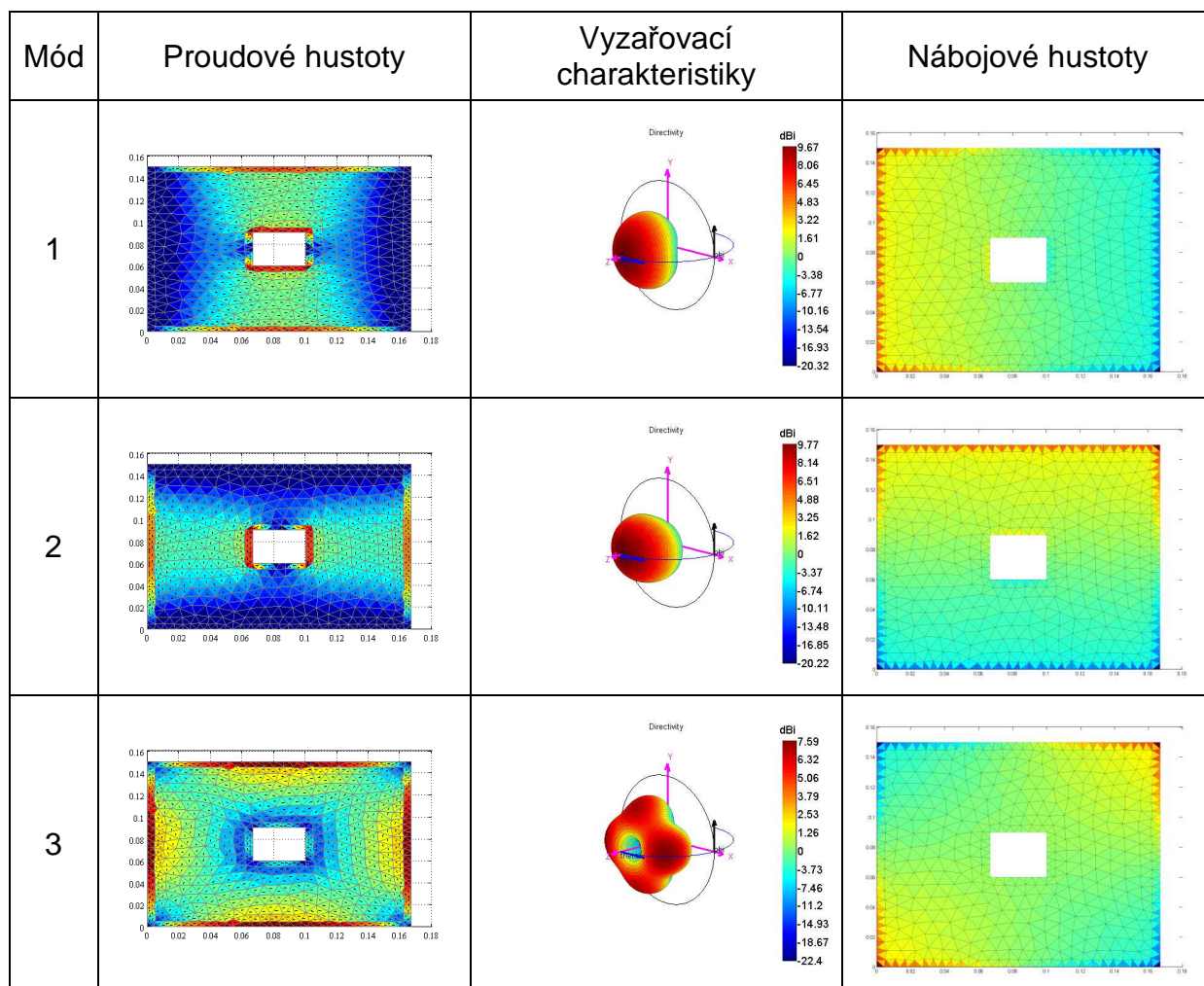
Mód	1	2	3
Qeig	207,6156	17,5539	94,3999
BW [%]	0,096	1,15	0,21
f <sub>rez</sub> [MHz]	515,55	898,93	937,35
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-288,46	11,68	-278,25
D [dB]	8,9	9,84	9,62
ΔD [dB]	-0,63	0,05	1,58
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0209	0,0579	0,0090
Δf/Q	-1,38939	0,665379	-2,94757

## Modální analýza č. 13: FCL - 3 iterace (symetrický výřez)



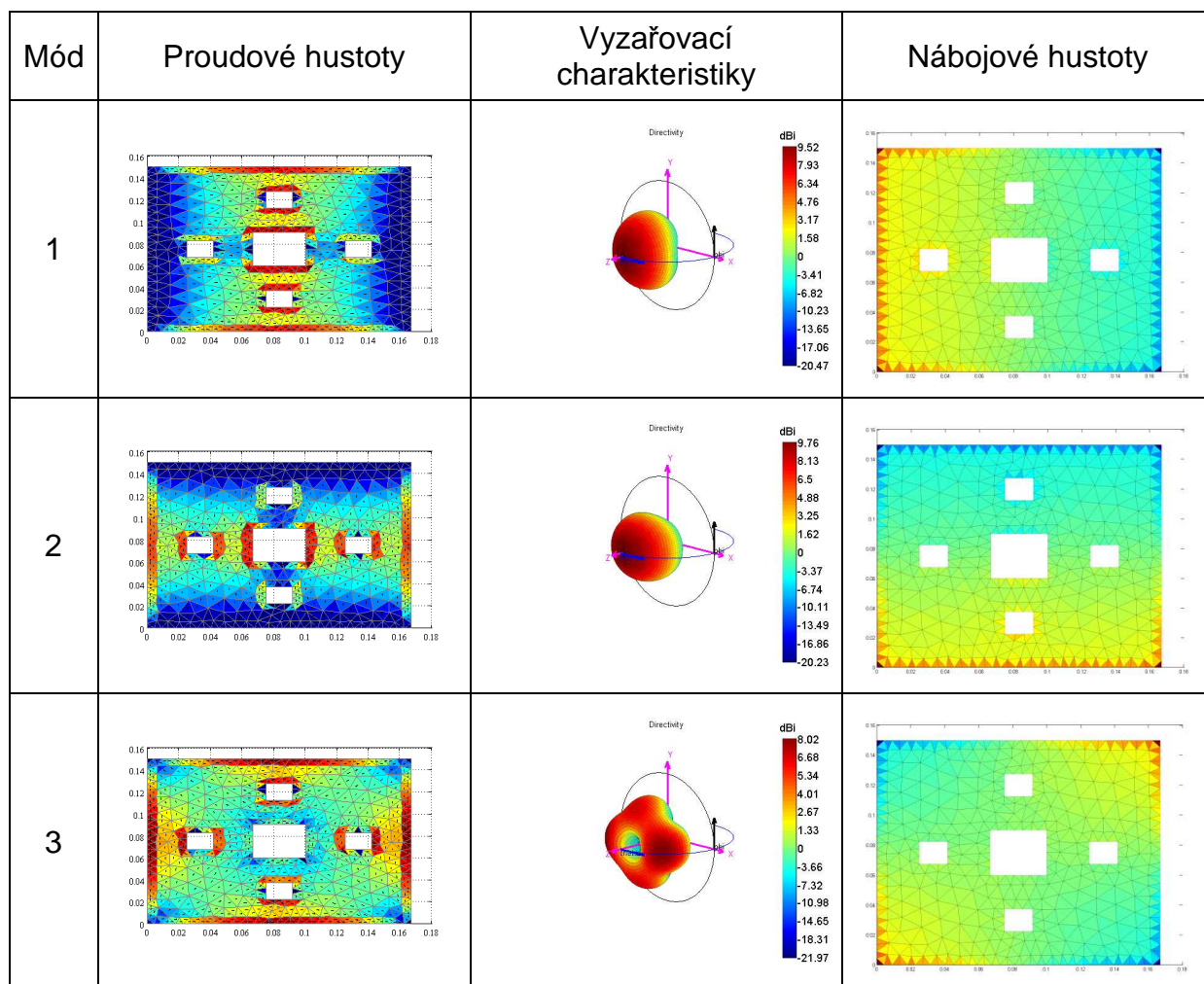
Mód	1	2	3
Qeig	188,1195	17,5463	87,7642
BW [%]	0,11	1,15	0,23
f <sub>rez</sub> [MHz]	525,41	900,2	943,53
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-278,6	12,95	-272,07
D [dB]	8,91	9,84	9,63
ΔD [dB]	-0,62	0,05	1,59
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0219	0,0577	0,0095
Δf/Q	-1,48097	0,738047	-3,10001

## Modální analýza č. 14: Sierpinského koberec - 1 iterace



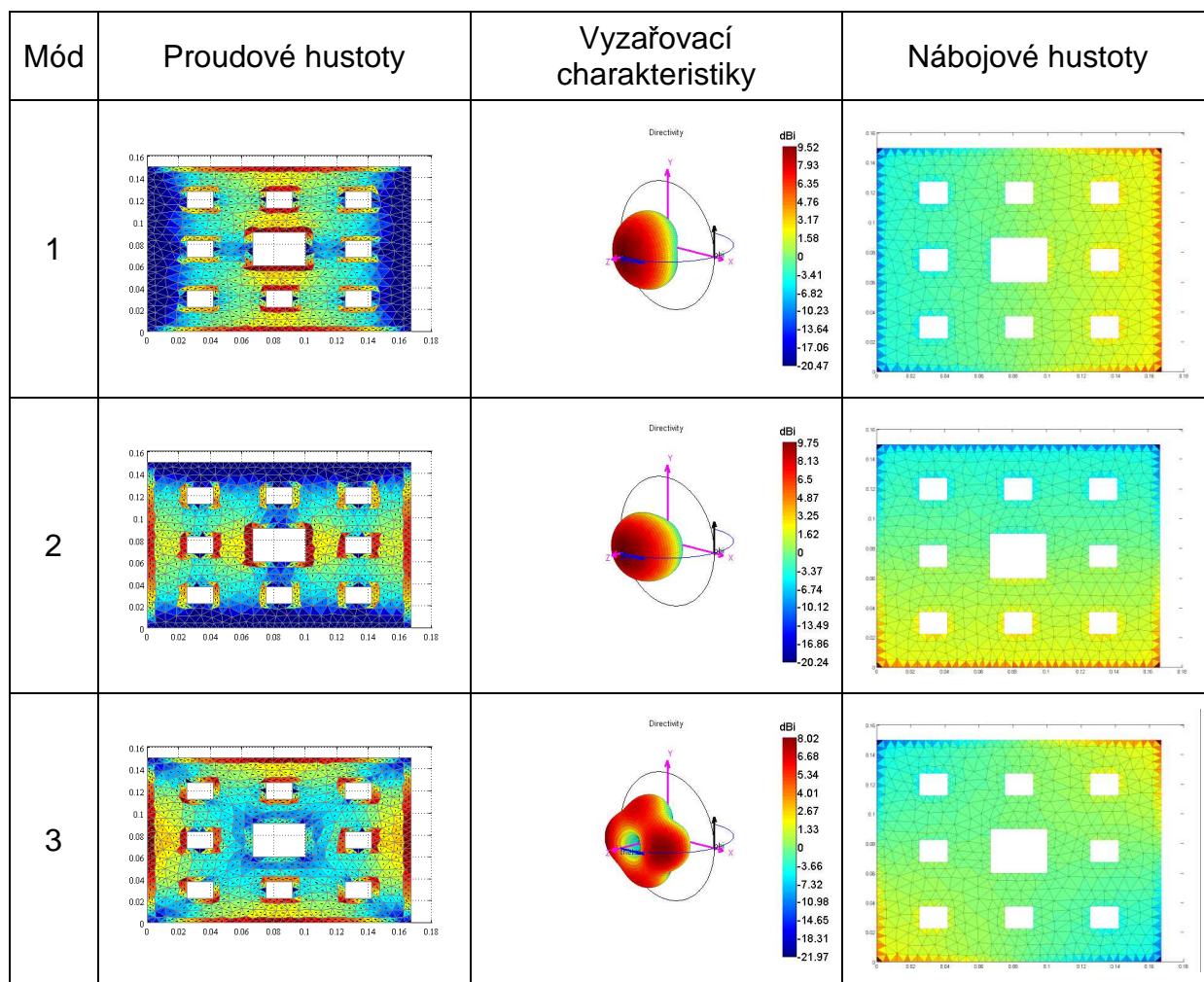
Mód	1	2	3
Qeig	25,2324	20,4935	29,8664
BW [%]	0,80	0,98	0,67
f <sub>rez</sub> [MHz]	783,06	859,4	1214,6
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-20,95	-27,85	-1
D [dB]	9,67	9,77	9,59
ΔD [dB]	0,14	-0,02	1,55
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0586	0,0559	0,0130
Δf/Q	-0,83028	-1,35897	-0,03348

## Modální analýza č. 15: Sierpinského koberec - 2 iterace



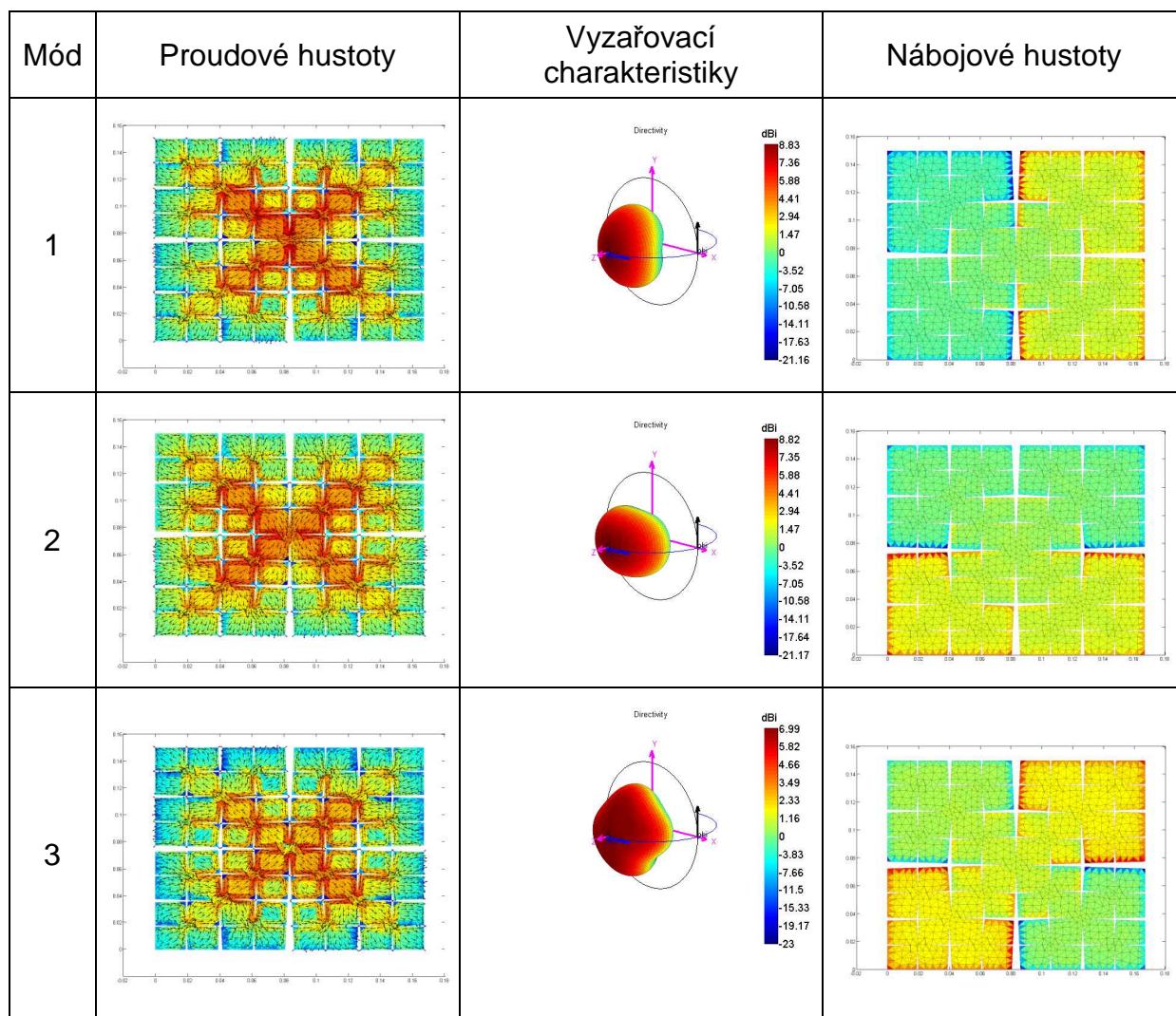
Mód	1	2	3
Qeig	26,8465	21,8445	33,8576
BW [%]	0,75	0,92	0,59
f <sub>rez</sub> [MHz]	773,53	847,84	1198,9
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-30,48	-39,41	-16,7
D [dB]	9,52	9,76	8,02
ΔD [dB]	-0,01	-0,03	-0,02
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0552	0,0545	0,0083
Δf/Q	-1,13534	-1,80412	-0,49324

## Modální analýza č. 16: Sierpinského koberec - 3 iterace



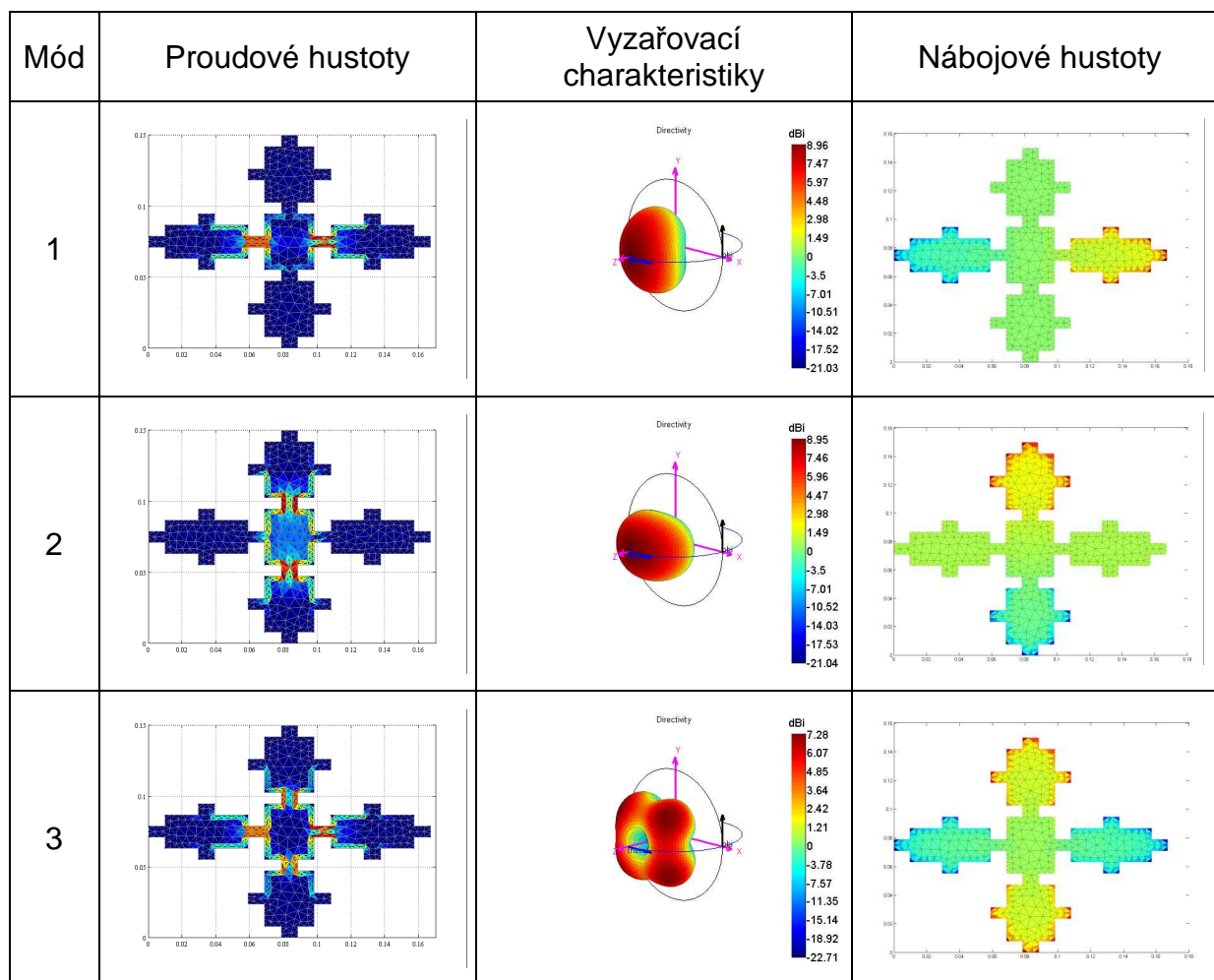
Mód	1	2	3
Qeig	27,2629	22,7096	33,4697
BW [%]	0,74	0,89	0,60
f <sub>rez</sub> [MHz]	771,97	845,51	1195
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-32,04	-41,74	-20,6
D [dB]	9,52	9,75	8,02
ΔD [dB]	-0,01	-0,04	-0,02
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0547	0,0527	0,0085
Δf/Q	-1,17522	-1,83799	-0,61548

## Modální analýza č. 17: Invertovaný Kochův čtverec - 3 iterace



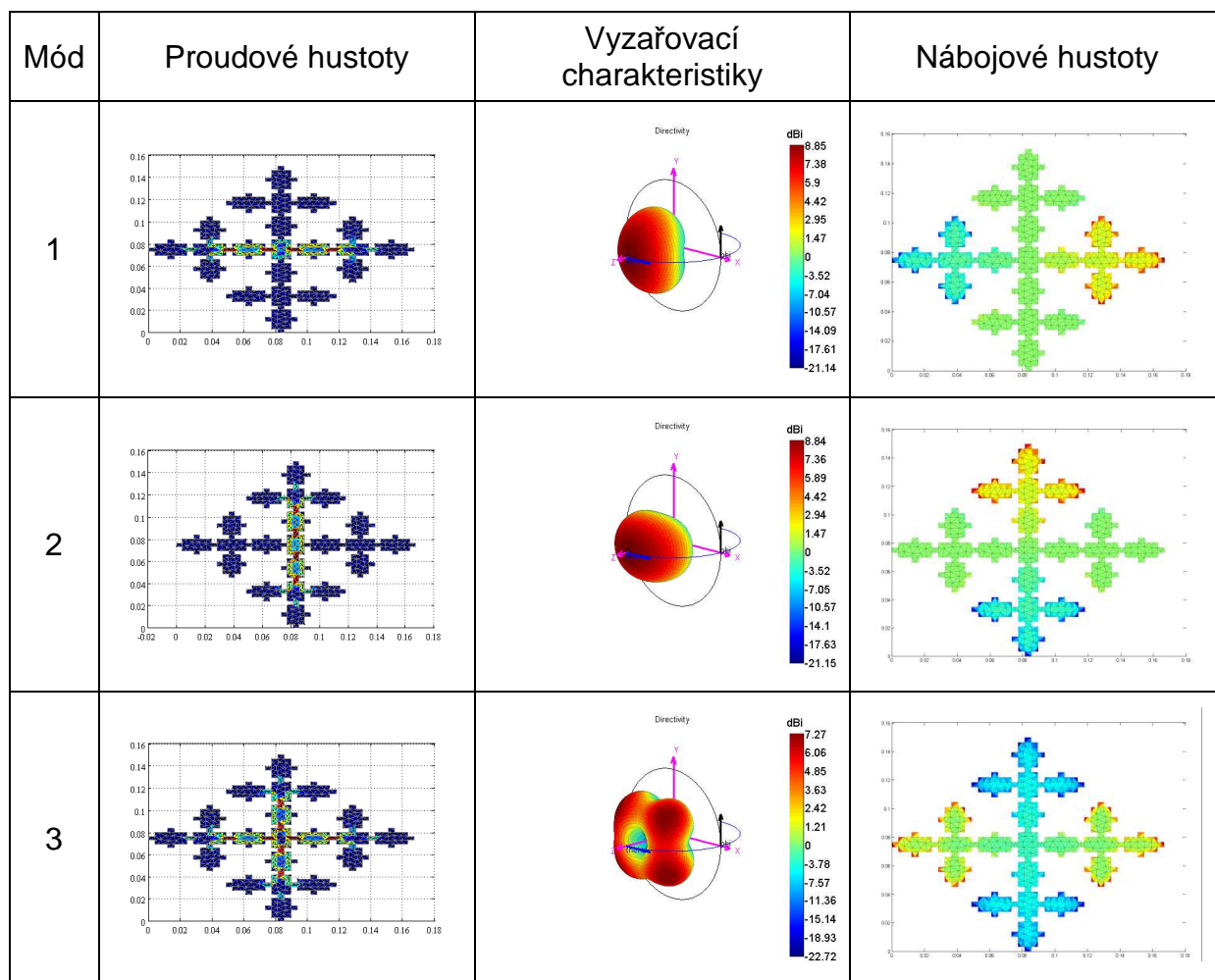
Mód	1	2	3
Qeig	713,3520	805,3510	2527
BW [%]	0,028	0,025	0,0008
f <sub>rez</sub> [MHz]	407,20	416,31	429,93
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-396,81	-470,94	-785,67
D [dB]	8,83	8,82	6,99
ΔD [dB]	-0,7	-0,97	-1,05
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0122	0,0101	0,0019
Δf/Q	-0,55626	-0,58476	-0,31091

## Modální analýza č. 18: Sierpinského křivka - 2 iterace



Mód	1	2	3
Qeig	107,9381	94,9936	1243,1
BW [%]	0,19	0,21	0,016
f <sub>rez</sub> [MHz]	783,14	829,95	899,06
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-20,87	-57,3	-316,54
D [dB]	8,96	8,95	7,28
ΔD [dB]	-0,57	-0,84	-0,76
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0116	0,0111	0,0005
Δf/Q	-0,19335	-0,6032	-0,25464

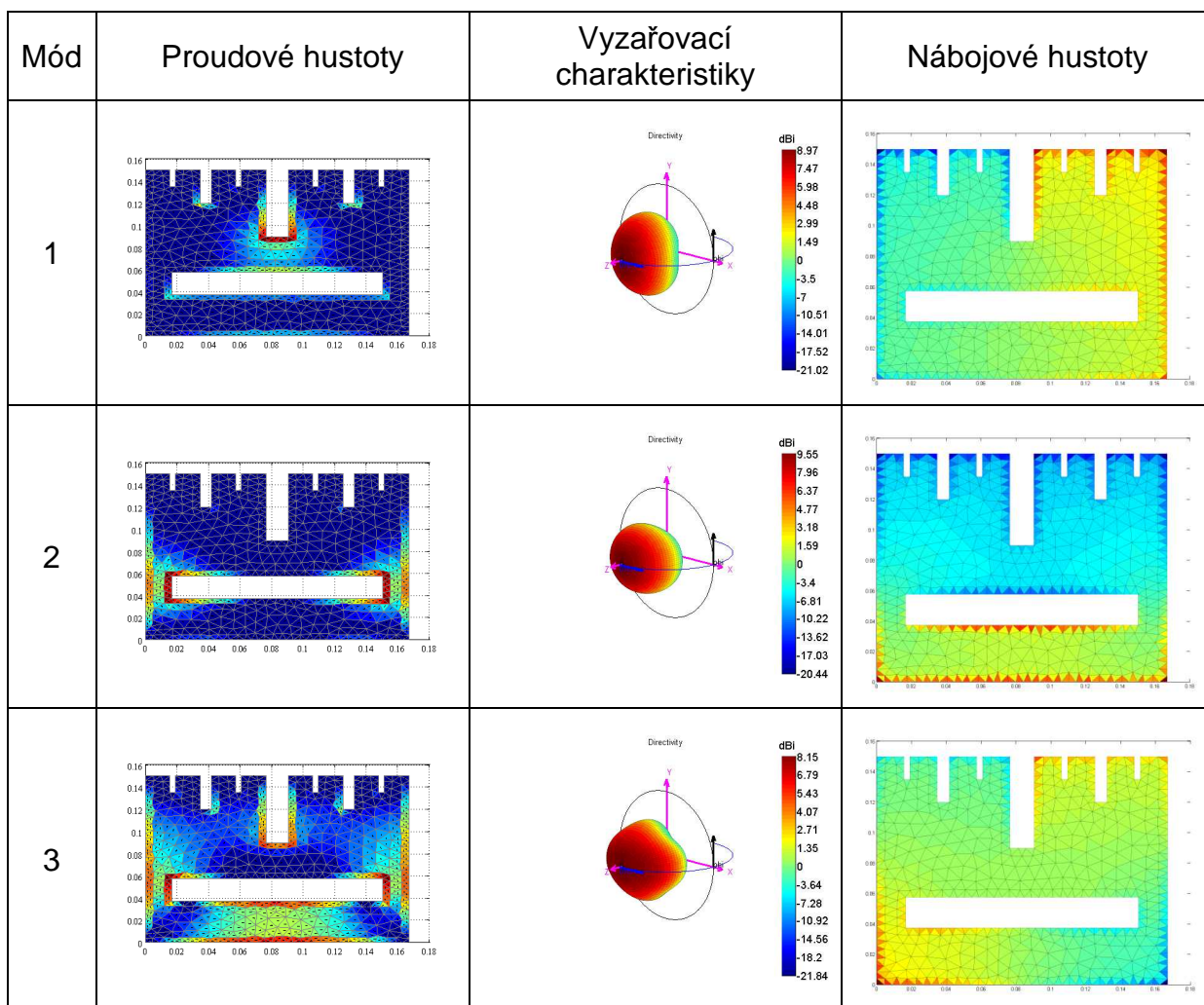
## Modální analýza č. 19: Sierpinského křivka - 3 iterace



Mód	1	2	3
Qeig	363,5291	321,7319	1152,8
BW [%]	0,055	0,062	0,002
f <sub>rez</sub> [MHz]	624,47	659,52	683,14
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-179,54	-227,73	-532,46
D [dB]	8,85	8,84	7,27
ΔD [dB]	-0,68	-0,95	-0,77
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0066	0,0064	0,0011
Δf/Q	-0,49388	-0,70783	-0,46188

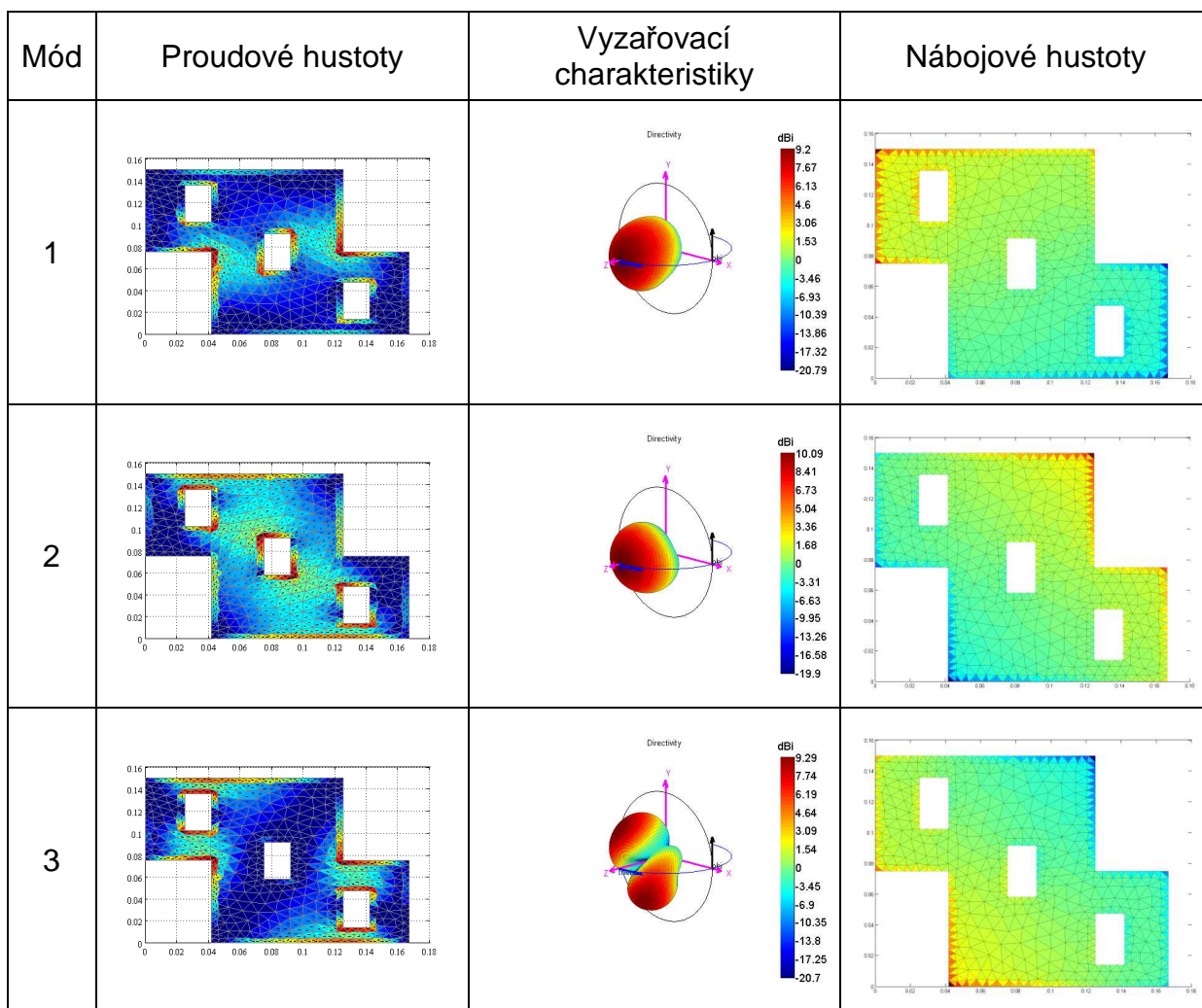


## Modální analýza č. 20:



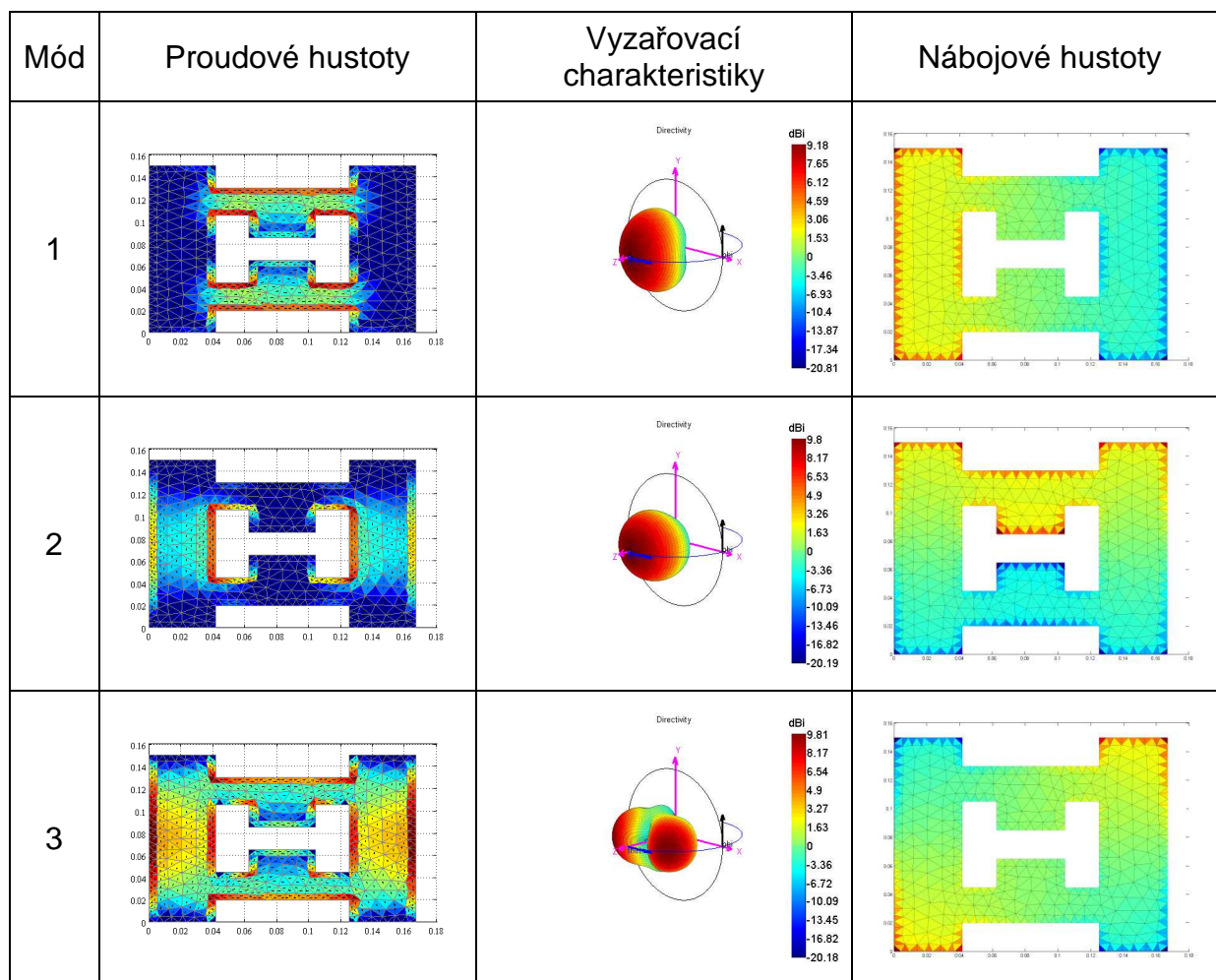
Mód	1	2	3
Qeig	85,6859	130,8342	38,0584
BW [%]	0,23	0,15	0,53
frez [MHz]	618,88	610,2	1050,9
$\Delta$ frez [MHz]	-185,13	-277,05	-164,7
D [dB]	8,97	9,55	8,15
$\Delta$ D [dB]	-0,56	-0,24	0,11
$D/(Q^*(ka)^3)$	0,0298	0,0232	0,0113
$\Delta f/Q$	-2,16057	-2,11757	-4,32756

## Modální analýza č. 21:



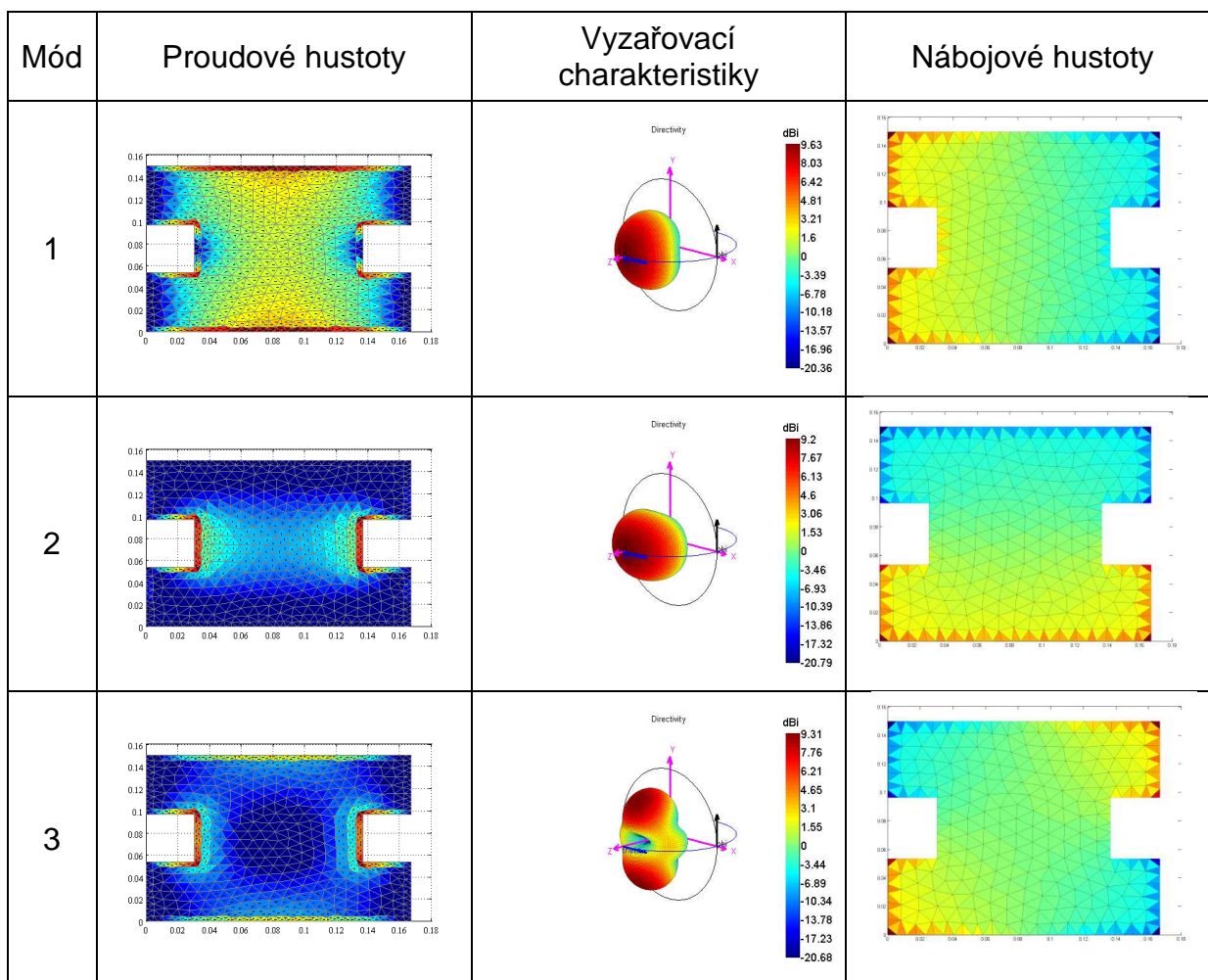
Mód	1	2	3
$Q_{eig}$	44,0463	15,1506	48,9758
BW [%]	0,46	1,33	0,41
$f_{rez}$ [MHz]	715,43	1085,1	1195,8
$\Delta f_{rez}$ [MHz]	-88,58	197,85	-19,8
D [dB]	9,2	10,09	9,29
$\Delta D$ [dB]	-0,33	0,3	1,25
$D/(Q*(ka)^3)$	0,0395	0,0404	0,0078
$\Delta f/Q$	-2,01107	13,05889	-0,40428

## Modální analýza č. 22:



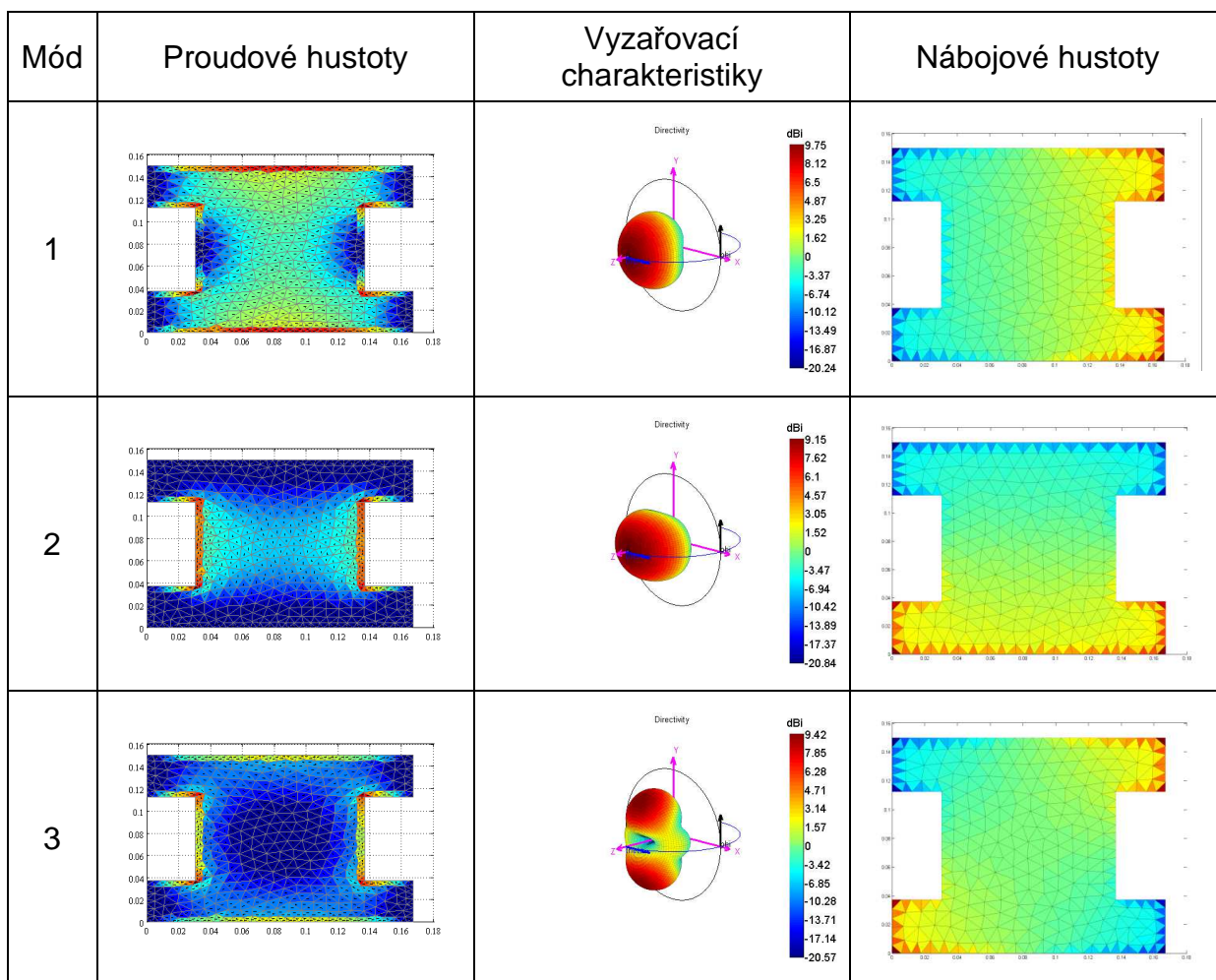
Mód	1	2	3
Q <sub>eig</sub>	73,2267	72,4390	48,2060
BW [%]	0,27	0,28	0,42
f <sub>rez</sub> [MHz]	625,17	729,91	1094,9
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-178,84	-157,34	-120,7
D [dB]	9,18	9,8	9,81
ΔD [dB]	-0,35	0,01	1,77
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0355	0,0260	0,0116
Δf/Q	-2,44228	-2,17203	-2,50384

### Modální analýza č. 23:



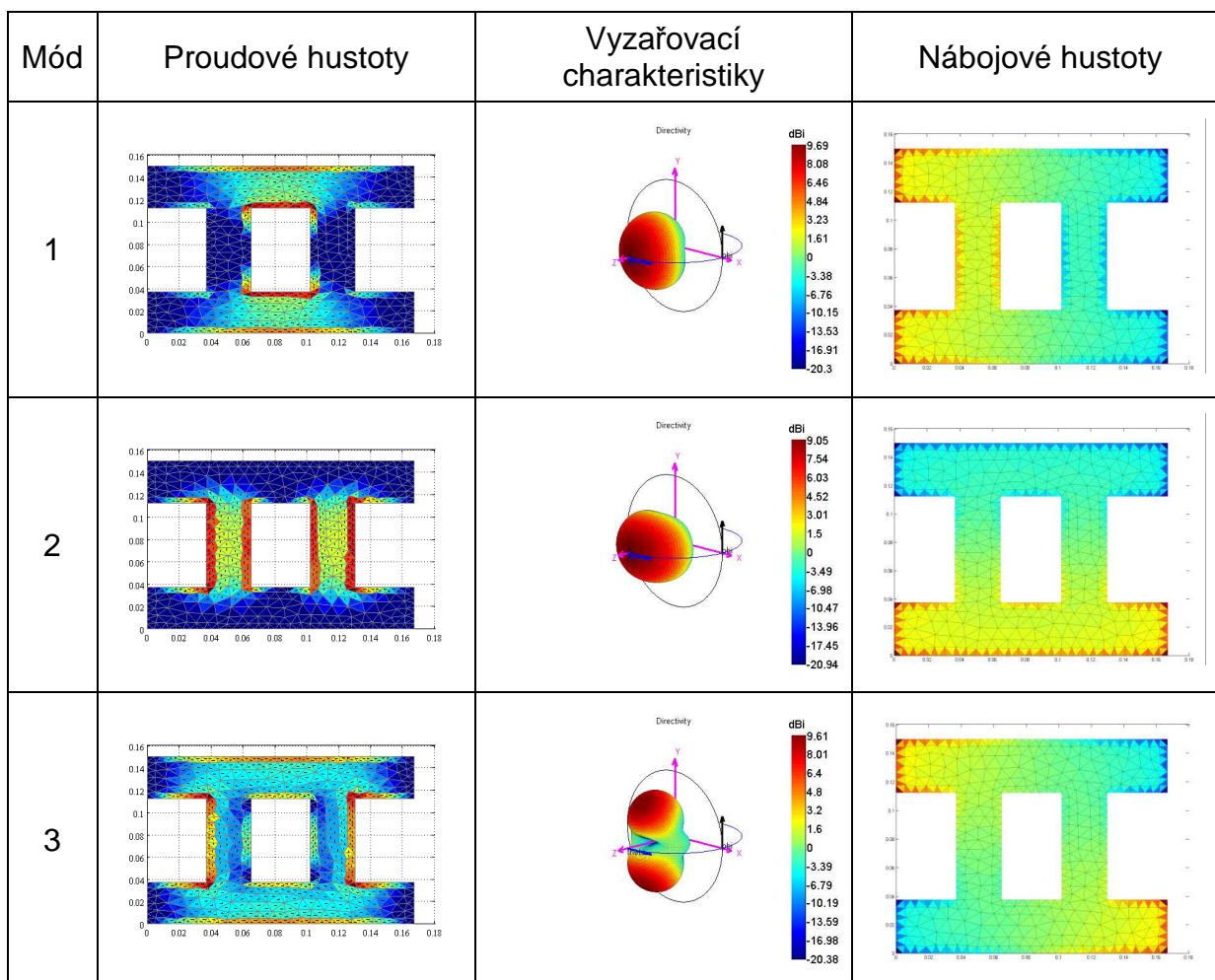
Mód	1	2	3
Qeig	22,6095	38,8676	73,4633
BW [%]	0,99	0,51	0,23
f <sub>rez</sub> [MHz]	844,82	740,09	1023,1
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	40,81	-147,16	-192,5
D [dB]	9,63	9,2	9,31
ΔD [dB]	0,1	-0,59	1,27
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0516	0,0405	0,0083
Δf/Q	1,804993	-3,78619	-2,62036

## Modální analýza č. 24:



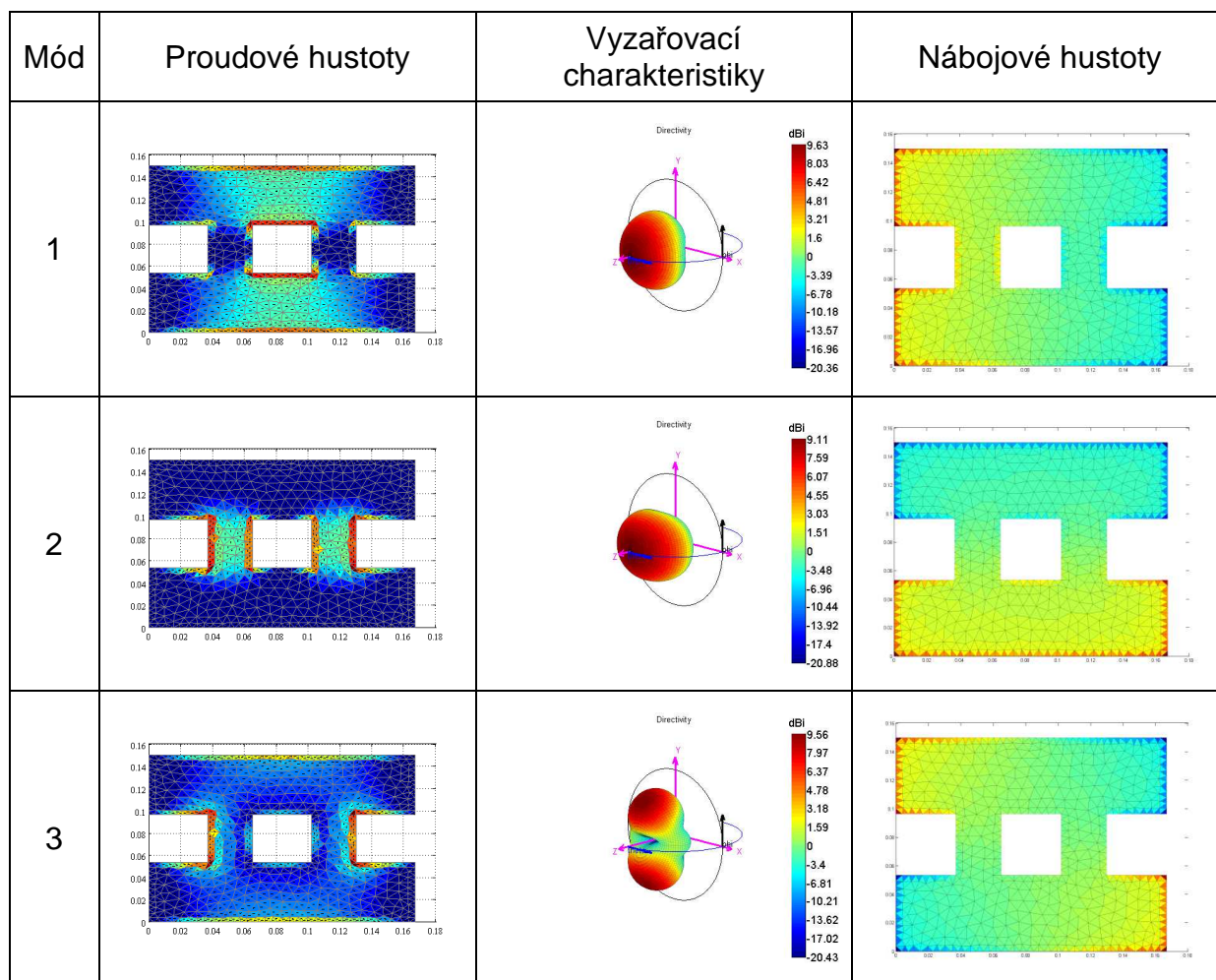
Mód	1	2	3
Qeig	19,9061	48,2833	83,9366
BW [%]	1,01	0,42	0,24
f <sub>rez</sub> [MHz]	887,28	728,30	1023,2
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	83,27	-158,95	-192,4
D [dB]	9,75	9,15	9,42
ΔD [dB]	0,22	-0,64	1,38
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0520	0,0338	0,0075
Δf/Q	4,18314	-3,29203	-2,29221

## Modální analýza č. 25:



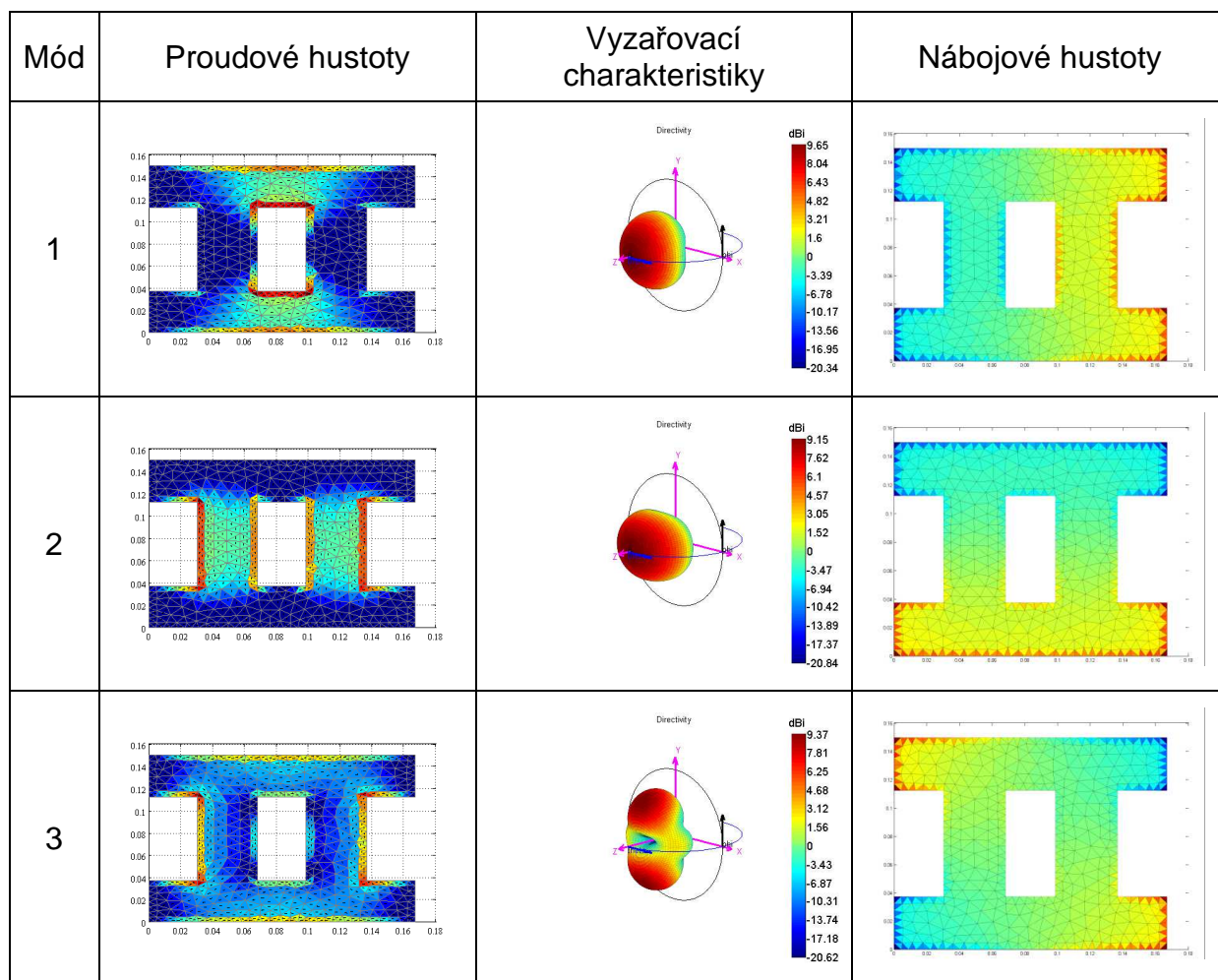
Mód	1	2	3
Qeig	40,4645	91,3775	96,9068
BW [%]	0,50	0,22	0,21
f <sub>rez</sub> [MHz]	776,07	632,24	966,48
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-27,94	-255,01	-249,12
G [dB]	9,69	9,05	9,61
ΔD [dB]	0,16	-0,74	1,57
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0377	0,0267	0,0080
Δf/Q	-0,69048	-2,79073	-2,57072

## Modální analýza č. 26:



Mód	1	2	3
Qeig	26,3506	75,5644	97,3489
BW [%]	0,76	0,27	0,21
f <sub>rez</sub> [MHz]	805,3	656,14	976,5
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	1,29	-231,11	-239,1
D [dB]	9,63	9,11	9,56
ΔD [dB]	0,1	-0,68	1,52
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0512	0,0293	0,0076
Δf/Q	0,048955	-3,05845	-2,45611

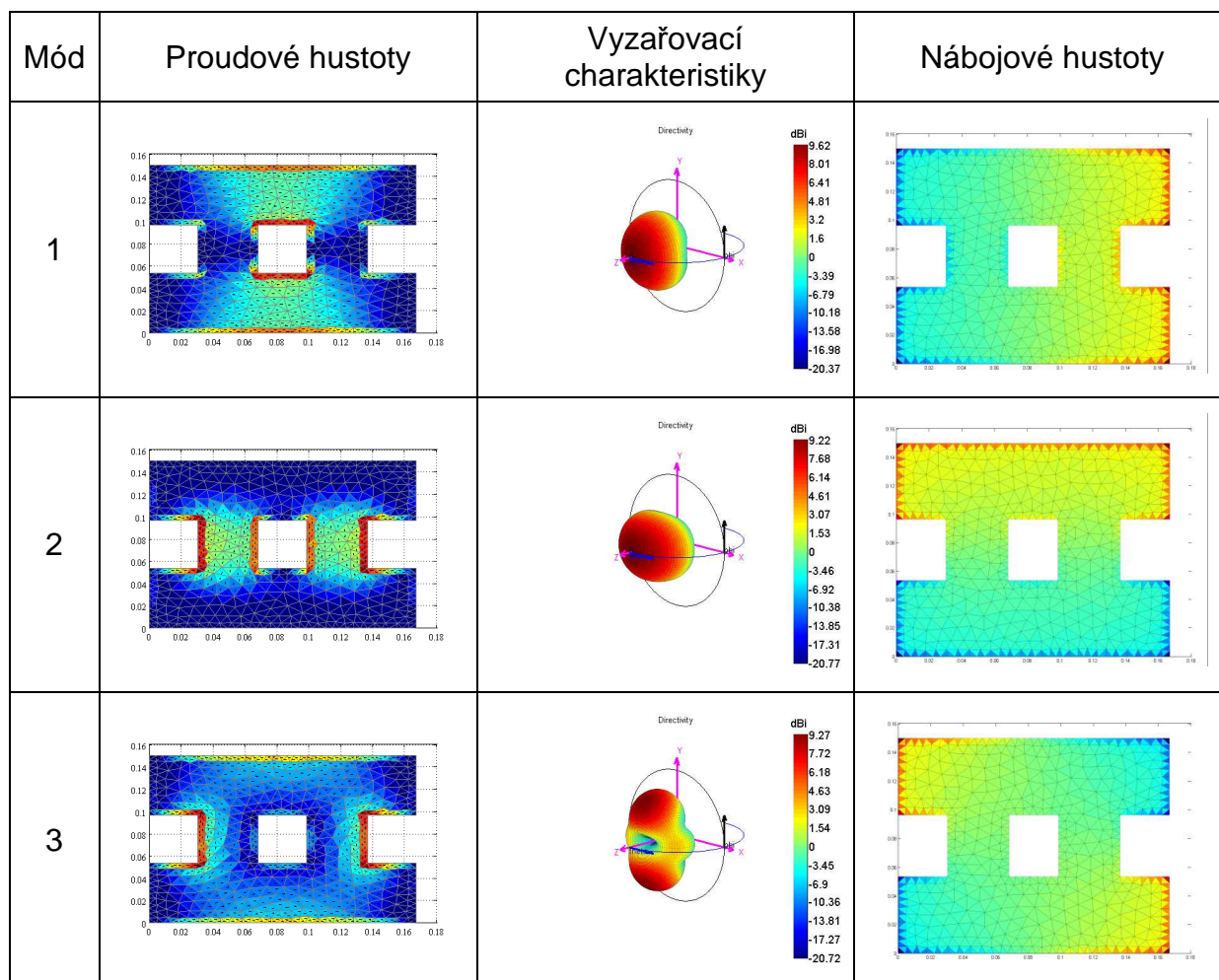
## Modální analýza č. 27:



Mód	1	2	3
Qeig	40,7873	54,4994	77,9299
BW [%]	0,49	0,37	0,26
f <sub>rez</sub> [MHz]	768,34	695,58	1013,8
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	-35,67	-191,67	-201,8
D [dB]	9,65	9,15	9,37
ΔD [dB]	0,12	-0,64	1,33
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0382	0,0344	0,0082
Δf/Q	-0,87454	-3,51692	-2,58951



## Modální analýza č. 28:



Mód	1	2	3
Qeig	28,0404	50,4487	75,8817
BW [%]	0,72	0,40	0,26
f <sub>rez</sub> [MHz]	804,86	714,16	1023,5
Δf <sub>rez</sub> [MHz]	0,85	-173,09	-192,1
D [dB]	9,62	9,22	9,27
ΔD[dB]	0,09	-0,57	1,23
D/(Q*(ka) <sup>3</sup> )	0,0480	0,0349	0,0080
Δf/Q	0,030313	-3,43101	-2,53157