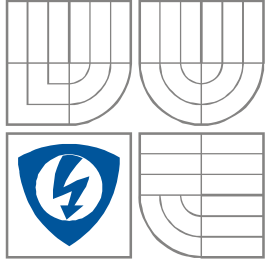
	<p>VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY</p>
	<p>FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV BIOMEDICÍNSKÉHO INŽENÝRSTVÍ</p> <p>FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF BIOMEDICAL ENGINEERING</p>

ŠÍŘENÍ ELEKTROMAGNETICKÉHO POLE V LIDSKÉ TKÁNI

THE PROPAGATION OF ELECTROMAGNETIC FIELD INSIDE THE HUMAN TISSUE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

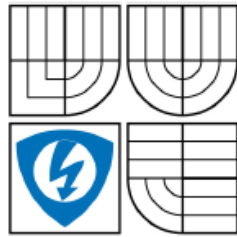
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Petra Dostálová

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. Jiří Dlouhý

BRNO, 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Studentka: Petra Dostálová

ID: 100273

Ročník: 3

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Vyberte vhodnou anténu používanou v mikrovlnné technice a realizujte model šíření elektromagnetického pole od této antény. Blíže se zabývejte prostupem pole do lidské tkáně. Vypočtete SAR a ohřev tkáně vlivem působení tohoto radiofrekvenčního signálu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] COMSOL Multiphysics 3.3 User's Guide. Stockholm: Comsol AB, 2006.

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

[3] Federal Communications Commission. Tissue Dielectric Properties [online]. 2003 [cit. 2008-04-29]. Dostupné na WWW: <<http://www.fcc.gov>>.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 5.6.2009

Vedoucí práce: Ing. Jiří Dlouhý

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Anotace:

Tato bakalářská práce se věnuje základům šíření elektromagnetického pole, popisu principu metody konečných prvků, simulaci šíření elektromagnetického pole od trychtýřové antény a vlivu tohoto pole na lidskou tkáň v programu COMSOL Multiphysic. Dále se také zabývá výpočtem specifické míry absorpce výkonu a srovnáním vypočtených hodnot s maximální hodnotou SAR povolenou směrnicí ICNIRP.

Annotation:

This bachelor thesis focuses on the basics of the electromagnetic field diffusion. It describes principle of the finite element method, simulation of the diffusion of the electromagnetic field of the horn antenna and influence of this field on human tissue in COMSOL Multiphysic. Furthermore, it also deals with the calculation of specific absorption rate performance and a comparison of calculated values with the maximum value allowed by ICNIRP SAR.

Klíčová slova:

Elektromagnetické pole, vlnové rovnice, SAR, ohřev lidské tkáně, mikrovlnné antény, metoda konečných prvků, COMSOL Multiphysic

Keywords:

Electromagnetic field, wave equations, SAR, heating of human tissue, microwave antennas, finite elements method, COMSOL Multiphysic

Bibliografická citace mé práce:

DOSTÁLOVÁ, P. *Šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 49 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Jiří Dlouhý.

Prohlášení

Prohlašuji, že svůj semestrální projekt na téma Šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni jsem vypracovala samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedeného semestrálního projektu dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu jsem neporušila autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhla nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědoma následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu semestrálního projektu Ing. Jiřímu Dlouhému za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mého semestrálního projektu.

V Brně dne 5. června 2009

.....
podpis autora

Obsah

Obsah.....	1
1 Úvod.....	2
2 Základy šíření elektromagnetického pole.....	3
2.1 Poytingův vektor.....	4
2.2 Vlnové rovnice.....	5
2.2.1 Šíření rovinné vlny v bezztrátovém prostředí.....	6
2.2.2 Šíření rovinné vlny ve ztrátovém prostředí.....	7
3 Antény používané v mikrovlnné technice.....	9
3.1 Plošné antény.....	9
3.1.1 Mikropáskové antény.....	9
3.1.2 Štěrbinové antény.....	10
3.1.3 Trychtýřové antény.....	12
3.1.4 Parabolické reflektorové antény.....	13
3.2 Drátové antény.....	15
3.2.1 Dipólové antény.....	15
3.2.2 Monopólové antény.....	17
3.3 Antény používané v mobilních telefonech.....	17
4 Metoda konečných prvků.....	20
4.1 Aplikace metody konečných prvků.....	20
4.1.1 Generace sítě prvků.....	20
4.1.2 Aproximace.....	21
4.1.3 Sestavení soustavy rovnic pro neznámé uzlové hodnoty.....	24
4.1.4 Výpočet koeficientů matice soustavy K a vektoru pravé strany F.....	25
4.1.5 Řešení soustavy rovnic.....	25
5 COMSOL Multiphysic.....	26
5.1 Modelování antén v programu COMSOL Multiphysics.....	26
5.1.1 Simulace vlnovodu.....	27
5.1.2 Simulace trychtýřové antény.....	29
6 Šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni.....	31
6.1 Netepelné účinky šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni.....	31
6.2 Tepelné účinky šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni.....	31
6.2.1 Ohřev lidské tkáně před trychtýřovou anténou v programu COMSOL Multiphysic ve 2D.....	31
6.2.2 Ohřev lidské tkáně ve vlnovodu v programu COMSOL Multiphysic ve 3D.....	37
6.2.3 Specifická míra absorpce výkonu (SAR) a její výpočet.....	38
7 Závěr.....	42
Seznam použité literatury.....	43
Seznam obrázků.....	44
Seznam tabulek.....	45

1 Úvod

Ve svojí bakalářské práci se věnuji šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni. Druhá kapitola se věnuje základům šíření elektromagnetického pole, především potom Poyntingovu vektorem a vlnovým rovnicím pro šíření rovinné vlny ve ztrátovém a bezztrátovém prostředí a jejich odvození z Maxwellových rovnic.

Třetí kapitola se věnuje anténám, které se používají v mikrovlnné technice – plošným a drátovým anténám, jejich rozdělení a základním vlastnostem těchto antén. Zvláštní pozornost je věnována také anténám, které jsou užívány v mobilních telefonech.

Čtvrtá kapitola je věnována metodě konečných prvků. Základnímu popisu generace sítě prvků, aproximace, sestavení soustavy rovnic pro neznámé uzlové hodnoty a principu řešení této soustavy.

V páté kapitole je uveden stručný popis programu COMSOL Multiphysic a simulování v něm. Provedla jsem simulaci vlnovodu ve dvoj- i trojrozměrné oblasti a dále jsou zde popsány postup a výsledek simulace trychtýřové antény, která je využívána v mikrovlnné technice.

Poslední, šestá kapitola mojí bakalářské práce se zabývá šířením elektromagnetického pole v lidské tkáni. Stručně jsou zde popsány netepelné účinky elektromagnetického pole na lidskou tkáň. Pozornost je však věnována hlavně tepelným účinkům. Především ohřevu tkáně vlivem elektromagnetického pole před trychtýřovou anténou, dále jsou pak uvedeny simulace, které se věnují ohřevu lidské tkáně, která je umístěna ve vlnovodu. Tyto simulace jsou provedeny jak ve dvou- tak trojrozměrné oblasti. Dále se v této kapitole věnuji také výpočtu specifické míry absorpce výkonu a porovnání vypočítaných hodnot s hraničními hodnotami, které jsou dány směrnici ICNIRP.

2 Základy šíření elektromagnetického pole

Elektromagnetické pole přenáší vysokofrekvenční energii jak prostorem, tak podél vedení. Elektromagnetické pole je obecně popsáno Maxvellovými rovnicemi:

$$\operatorname{rot}\mathbf{E} = -\frac{\partial\mathbf{B}}{\partial t}, \quad (1)$$

$$\operatorname{rot}\mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial\mathbf{D}}{\partial t}, \quad (2)$$

$$\operatorname{div}\mathbf{D} = \rho, \quad (3)$$

$$\operatorname{div}\mathbf{B} = 0, \quad (4)$$

ty doplňuje rovnice kontinuity, která vyplývá ze vztahů (2) a (3) když $\operatorname{div}\operatorname{rot}\mathbf{H} = 0$:

$$\operatorname{div}\mathbf{J} + \frac{\partial\rho}{\partial t} = 0 \quad (5)$$

a materiálové vztahy, jejichž tvar v lineárním a izotropním prostředí je:

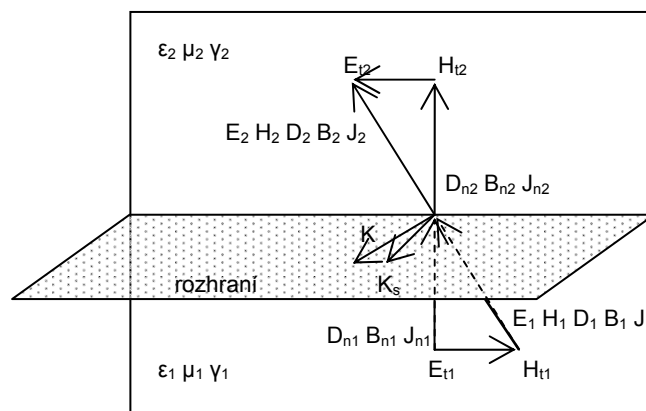
$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E}, \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \mu\mathbf{H}, \quad (7)$$

$$\mathbf{J} = \gamma\mathbf{E}. \quad (8)$$

V těchto vztazích je \mathbf{E} [V/m] intenzita elektrického pole, \mathbf{H} [A/m] intenzita magnetického pole, \mathbf{D} [C/m²] elektrická indukce, \mathbf{B} [T] magnetická indukce, \mathbf{J} [A/m²] plošná hustota proudu, ε [F/m] permitivita prostředí, μ [H/m] permeabilita prostředí, ρ [C/m³] objemová hustota náboje a γ [S/m] měrná vodivost.

Pro výpočty v této práci jsou však nejdůležitější vztahy (1) a (2), z nichž je patrné, že elektrické pole je propojeno s časovou změnou magnetického pole a magnetické pole je propojeno s elektrickým proudem a časovou změnou elektrického pole. Z toho vyplývá, že elektromagnetické pole není závislé na proudových zdrojích a je schopné se samostatně šířit pomocí elektromagnetických vln. Vektory \mathbf{D} a \mathbf{B} určují pouze počáteční podmínky elektrického a magnetického pole. [4]



Obrázek 2.1 Rozhraní dvou prostředí (inspirováno [4])

2.1 Poytingův vektor

Pomocí poytingova vektoru (14) je možné zapsat výkonovou rovnováhu elektromagnetického pole. Jeho hodnota se udává v jednotkách W/m^2 [4]. Kromě základního tvaru (vektorového součinu elektrického a magnetického pole):

$$\mathbf{\Pi} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} \quad (14)$$

ho lze zapsat také:

$$P_e = P_J + \frac{d}{dt}(W_e + W_m) + P_f, \quad (15)$$

kde P_J jsou činné ztráty objemu přeměněné na Jouleovo teplo. $\frac{d}{dt}(W_e + W_m)$ je celkový výkon použitý k vybudování $\left(\frac{d}{dt} > 0\right)$ nebo získaný $\left(\frac{d}{dt} < 0\right)$ z elektrického a magnetického pole v objemu V [4]. P_J je výkon vyzářený z objemu V přes plochu S do okolního prostředí, musí být vždycky větší nebo roven 0. P_e je výkon dodávaný zdroji [4]. Pokud se nevyskytují zdroje, dostane rovnice tvar:

$$P_J + \frac{d}{dt}(W_e + W_m) + P_f = 0, \quad (16)$$

což znamená, že činný výkon snižuje celkovou energii, pokud je $\frac{dW}{dt}$ menší než nula, nebo je naopak dodáván vnějšími zdroji, pokud je P_f menší než nula.

Tok výkonu teče směrem od spotřebiče, ve kterém kryje činné ztráty. Vodiče pouze usměrňují tok výkonu, v jejich blízkosti dosahují elektrické i magnetické pole maximálních hodnot. Z toho vyplývá i největší hustota výkonu v jejich okolí [4].

2.2 Vlnové rovnice

Maxwellovy rovnice (1), (2), (3), (4) lze vyjádřit v komplexním tvaru následovně:

$$\operatorname{rot}\underline{\mathbf{E}} = -j\omega\underline{\mathbf{B}}, \quad (17)$$

$$\operatorname{rot}\underline{\mathbf{H}} = \underline{\mathbf{J}} + j\omega\underline{\mathbf{D}} + \underline{\mathbf{J}}^e, \quad (18)$$

$$\operatorname{div}\underline{\mathbf{D}} = \rho, \quad (19)$$

$$\operatorname{div}\underline{\mathbf{B}} = 0. \quad (20)$$

Rovnice lze doplnit o materiálové vztahy (6), (7), (8).

Za předpokladu, že uvažujeme pouze harmonické pole v homogenním prostředí bez volných nábojů ($\rho=0$) a mimo oblast jakýchkoliv zdrojů [4], dostanou rovnice následující podobu:

$$\operatorname{rot}\underline{\mathbf{E}} = -j\omega\underline{\mu}\underline{\mathbf{H}} \quad (21)$$

$$\operatorname{rot}\underline{\mathbf{H}} = \underline{\gamma} + j\omega\underline{\varepsilon}\underline{\mathbf{E}} \quad (22)$$

$$\operatorname{div}\underline{\mathbf{E}} = 0 \quad (23)$$

$$\operatorname{div}\underline{\mathbf{H}} = 0 \quad (24)$$

Pokud chceme získat homogenní rovnici pro vektor intenzity elektrického pole, je třeba ze vztahu (21) odstranit vektor intenzity magnetického pole. To lze udělat tak, že na obě strany dané rovnice aplikujeme operátor rot [4]. Potom získáme vztah:

$$\operatorname{rot}\operatorname{rot}\underline{\mathbf{E}} = -j\omega\underline{\mu}\operatorname{rot}\underline{\mathbf{H}}. \quad (25)$$

Dosazením ze vztahu (22) do rovnice (25) získáme místo dvou diferenciálních rovnic 1. řádu jednu rovnici 2. řádu [4]:

$$\operatorname{rot}\operatorname{rot}\underline{\mathbf{E}} = -j\omega\underline{\mu}(\underline{\gamma} + j\omega\underline{\varepsilon})\underline{\mathbf{E}} \quad (26)$$

Zavedením konstanty šíření \underline{k} vztahem:

$$\underline{k}^2 = -j\omega\underline{\mu}(\underline{\gamma} + j\omega\underline{\varepsilon}) \quad (27)$$

a rozepsáním operátu $\operatorname{rot}\operatorname{rot}$ na $\operatorname{grad}\operatorname{div} - \nabla^2$ získáme rovnici:

$$\operatorname{grad}\operatorname{div}\underline{\mathbf{E}} - \nabla^2\underline{\mathbf{E}} = -\underline{k}^2\underline{\mathbf{E}}. \quad (28)$$

Dosazením (23) a dodatečnými úpravami získáme homogenní rovnici pro vektor intenzity elektrického pole:

$$\nabla^2\underline{\mathbf{E}} + \underline{k}^2\underline{\mathbf{E}} = 0, \quad (29)$$

Pro získání rovnice pro vektor intenzity magnetického pole postupujeme obdobně, jen začínáme pracovat s rovnicí (22) výsledkem potom je:

$$\nabla^2 \underline{\mathbf{H}} + \underline{k}^2 \underline{\mathbf{H}} = 0, \quad (30)$$

Pro bezeztrátové prostředí ($\gamma=0$) může být konstanta šíření \underline{k} reálná $\underline{k}^2 = -(j\omega)^2 \mu\varepsilon = \omega^2 \mu\varepsilon = k^2$. [4]

Časový tvar vlnových rovnic pro bezeztrátové prostředí bez zdrojů je dán vztahy:

$$\nabla^2 \underline{\mathbf{E}} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \underline{\mathbf{E}}}{\partial t^2} = 0 \quad (31)$$

a

$$\nabla^2 \underline{\mathbf{H}} - \mu\varepsilon \frac{\partial^2 \underline{\mathbf{H}}}{\partial t^2} = 0. \quad (32)$$

Pole s vlnovým charakterem má rychlost šíření $v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$ ve vakuu stejnou jako rychlost světla $c = 3 \cdot 10^8$ m/s. [4]

V praxi lze za rovinné vlny považovat všechny vlny v dostatečné vzdálenosti od zdroje [4]. Pokud je osa x zároveň směrem šíření vlny pak pro rovinnou vlnu platí vztahy:

$$\frac{d^2 \underline{E}(x)}{dx^2} + \underline{k}^2 \underline{E}(x) = 0, \quad (33)$$

$$\frac{d^2 \underline{H}(x)}{dx^2} + \underline{k}^2 \underline{H}(x) = 0. \quad (34)$$

2.2.1 Šíření rovinné vlny v bezztrátovém prostředí

Pro moji práci je bráno v úvahu, že konstanta šíření je $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ a vlnová impedance $Z_v = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ reálné. Okamžitá hodnota elektrického a magnetického pole potom je :

$$\underline{\mathbf{E}} = \sqrt{2} E_0 \sin(\omega t - kx) \mathbf{u}_y \quad (35)$$

$$\underline{\mathbf{H}} = \sqrt{2} \frac{E_0}{Z_v} \sin(\omega t - kx) \mathbf{u}_z. \quad (36)$$

Fázovou rychlost zjistíme ze vztahu:

$$v_f = \frac{dx}{dt} = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}. \quad (37)$$

Vlnová délka představuje vzdálenost dvou míst, které mají fázi posunutou o 2π , a lze ji vypočítat podle vztahu:

$$\lambda = \frac{2\pi}{k} = \frac{2\pi v_f}{\omega} = \frac{v_f}{f}. \quad (38)$$

Počet vln na jednotku vlnové délky lze vypočítat jako:

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v_f}. \quad (39)$$

Hustota energie v rovinné vlně je vždy rozdělena rovnoměrně mezi elektrické a magnetické pole. Poytingův vektor má směr shodný se směrem šíření vlny. Energie je tedy ve vlně přenášena rychlostí:

$$\mathbf{v}_e = \frac{\Pi}{w}, \quad (40)$$

kde $w = w_e + w_m$.

2.2.2 Šíření rovinné vlny ve ztrátovém prostředí

Pro rovinnou vlnu ve ztrátovém prostředí mají vlnové rovnice tvar:

$$\underline{\mathbf{E}} = E_0 e^{-jk'x} e^{-k''xu_y} \quad (41)$$

$$\underline{\mathbf{H}} = \frac{E_0}{Z_V} e^{-j(k'x + \varphi_V)} e^{-k''x}. \quad (41)$$

Okamžitá hodnota elektrického a magnetického pole je v tomto případě:

$$\mathbf{E} = \sqrt{2} E_0 e^{-k''x} \sin(\omega t - k'x) \mathbf{u}_y \quad (43)$$

$$\mathbf{H} = \sqrt{2} \frac{E_0}{Z_V} e^{-k''x} \sin(\omega t - k'x - \varphi_V) \mathbf{u}_z, \quad (44)$$

kde k' je fázová konstanta neboli měrný posuv a k'' je měrný útlum vlny. Úhel φ_V je úhel vlnové impedance a vyjadřuje odchylku fáze elektrického a magnetického pole.

Rychlost tlumené rovinné vlny je:

$$v_f = \frac{\omega}{k'}. \quad (45)$$

Její vlnová délka má hodnotu:

$$\lambda = \frac{2\pi}{k'}. \quad (46)$$

Při šíření vlny ve ztrátovém prostředí hodnota Poytingova vektoru exponenciálně klesá, protože jeho část kryje ztráty, které šířením vlny ve ztrátovém prostředí vznikají. Pokud vznikne posun fáze elektrického a magnetického pole má Poytingův vektor také imaginární část, která naznačuje, že ve vlně dochází k přesunu energie mezi elektrickým a magnetickým polem. [4]

3 Antény používané v mikrovlnné technice

Oblastí mikrovln je rozuměna oblast, ve které se šíří vlny s délkou *mm*, *cm*, *dm*, a *m*, což zahrnuje kmitočtové pásmo od *300 MHz* do *300 GHz*. Při návrhu antén pro mikrovlnnou techniku je potřeba brát v úvahu jejich vlastnosti a také požadavky, které na danou anténu budou kladeny např. požadavky na směrovost, pracovní kmitočet, mechanismus šíření, provozní podmínky, ekonomické možnosti a výkon vysílače. Antény používané v mikrovlnné technice lze obecně rozdělit na dva druhy prvním jsou plošné a druhým drátové antény [3].

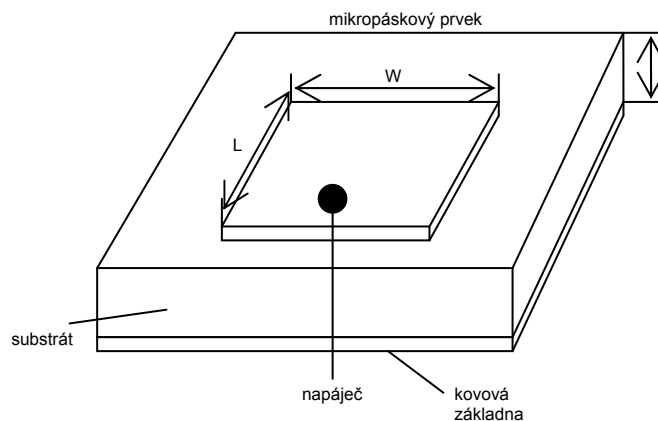
3.1 Plošné antény

Plošné antény jsou hojně využívány především pásmu centimetrových vln. Patří sem především různé druhy trychtýřových antén, mikropáskové a štěrbinové antény.

3.1.1 Mikropáskové antény

Mikropáskové antény jsou velmi populární pro použití v komunikační technice. Rozsah jejich použití se pohybuje v kmitočtech od *1 GHz* do *50 GHz*. Mezi jejich výhody patří kompatibilita s technologií mikrovlnných integrovaných obvodů, nízká váha, malý objem a převážně plošný rozměr, který je možné přizpůsobit povrchu nosiče antény [1]. Mezi nevýhody použití tohoto druhu antén patří nižší zisk, vyzařování většinou do poloprostoru nad anténou, nízká výkonová zatížitelnost a úzké kmitočtové pásmo [3].

Mikropáskové antény tvoří kovový páskový vodič na dielektrické desce, ta je na druhé straně připojena ke kovové základně. Anténní prvek je na dielektrické desce vytvořený fotochemickou technologií a má charakter „flíčku“, dále je možné provedení mikropáskových antén štěrbinových nebo s postupnou vlnou [1]. Ve svojí práci by ráda uvedla mikropáskové antény s flíčkem. Flíček je většinou vyroben ze zlata nebo mědi a může mít různý tvar podle požadavků na vyzařování antény. Pro výrobu tohoto druhu antén se používají substráty s malými ztrátami $tg\delta = 4 \cdot 10^{-4} \div 12 \cdot 10^{-4}$. Permittivita dielektrika je $\epsilon_r \leq 10$, obvykle $\epsilon_r = 2,5$ kvůli zvýšení intenzity pole na okraji flíčku [1].



Obrázek 3.1 Mikropásková anténa s pravoúhlým flíčkem

Na obr. 3.1 je uvedena mikropásková anténa s nejčastěji používaným tvarem flíčku (pravoúhlý flíček). Nejdůležitější pro návrh flíčku je jeho délka L , která je ve většině případů jen o málo menší než $\frac{\lambda_g}{2}$, kde λ_g je vlnová délka v dielektriku [1].

Platí tedy, že $L \approx 0,49 \lambda_g = 0,49 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}$, kde λ je vlnová délka ve vzduchu a ϵ_r je relativní permitivita substrátu. Kromě uvedené délky flíčku se také používá pravoúhlý flíček

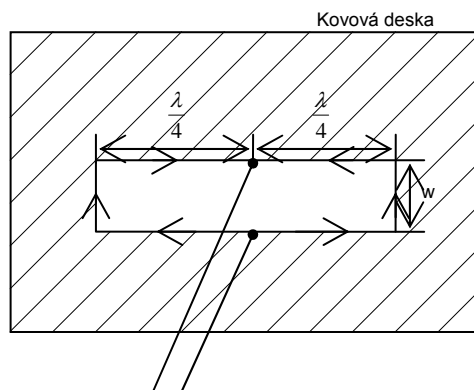
s délkou $L \approx \frac{\lambda_g}{4}$, případně $L \approx \lambda_g$ (napájení je umístěno uprostřed délky L). Šířka flíčku W musí být menší než λ_g . Tloušťka t je dána použitým materiálem a záleží také na výrobci. Pohybuje se v rozmezí $0,127 - 3,175 \text{ mm}$ [1].

U mikropáskových antén se využívá dvou druhů napájení. První možností je napájení pomocí mikropáskového vedení. Nevýhodou tohoto zapojení jsou parazitní proudy protékající na mikropásku, které jsou zdroji parazitního vyzařování a dochází kvůli nim k deformaci vyzařovací charakteristiky. Výhodou však je snadná realizace, při které se motiv mikropáskového vedení vyrobí zároveň s anténním prvkem a také snadné spojování jednotlivých flíčků [1]. Druhou možností je napájení pomocí koaxiální sondy. V tomto případě je střední vodič připojen k anténnímu prvku, zatímco vnější vodič je spojen se zemnicí plochou. Mezi nevýhody patří především náročnost výroby (je potřeba provrtat díry do substrátu) a těžší spojování flíčků do soustav. Výhodou je naopak fakt, že tento druh napájení nezpůsobuje vyzařování parazitních vln. Dále je také možné napájet mikropáskové antény přechodem z vlnovodu.[3]

3.1.2 Štěrbinové antény

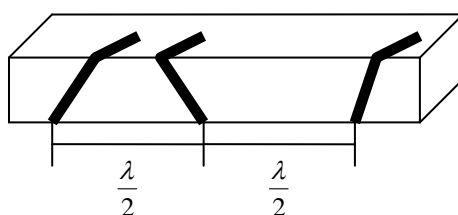
Jedním z dalších druhů antén používaných v mikrovlňné technice jsou antény štěrbinové. Anténním prvkem je v tomto případě štěrbina vyříznutá do

vodivého povrchu. Konstrukčně nejjednodušší štěrbinovou anténou je anténa tvořená rovnou vodivou deskou, ve které je vyříznutá pravoúhlá štěrbina s délkou $\frac{\lambda}{2}$, napájená dvoudrátovým vedením viz obr. 3.2. Délka w štěrbiny musí být mnohem menší než její délka [1]. Vstupní odpor uprostřed štěrbiny je teoreticky přibližně 500Ω a směrem ke koncům štěrbiny klesá jeho hodnota. Při zvětšující se šířce štěrbiny roste i vstupní odpor. Reaktance v napájecích bodech je rovna 0. Pokud je šířka štěrbiny menší než $\frac{\lambda}{2}$, je štěrbina v rezonanci.



Obrázek 3.2 Štěrbínová anténa s pravoúhlou štěrbinou na rovné vodivé desce

U svislé štěrbiny je vyzařování ve vodorovné rovině všesměrové a ve svislé rovině osmičkové. Charakteristika je tedy podobná půlvlnnému dipólu umístěném na stejném místě v prostoru s tím rozdílem, že vodorovná rovina je rovinou E , zatímco svislá rovina je rovinou H [1]. Pro větší všesměrový zisk soustavy se spojují antény do soustav viz. obr 3.3 [3]. Velkou výhodou těchto soustav je jednoduchá výroba. Při potřebě vyzařování antény pouze do poloprostoru nad jednou stranou antény, je možné uzavření štěrbin dutinou na straně druhé. Vstupní odpor se v tomto případě přibližně dvakrát zvětší[1].



Obrázek 3.3 Soustava štěrbinových antén

Dále je možné umístění štěrbiny také na nerovné plochy (např. válcové). Taktéž štěrbina může být skládaná, kruhová nebo zalomená.

Napájení štěrbiny je možné několika způsoby – dvoudrátovým vedením, dutinou umístěnou na jedné straně štěrbiny, vlnovodem nebo koaxiálním vedením.

3.1.3 Trychtýřové antény

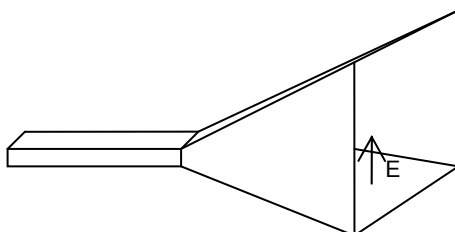
Trychtýřové antény jsou v podstatě otevřeným ústím vlnovodu, které se směrem ke svému konci rozšiřuje. Vzhledem ke konstrukční jednoduchosti a tím pádem i malé ceně se uplatní především tam, kde stačí malý zisk antény. Využívají se jako primární zářiče v ohnisku reflektorových antén [1].

Rozložení intenzity elektrického pole v ústí trychtýře je v podstatě stejné jako u vlnovodu a není tedy optimální z hlediska vyzařování. Tvar vyzařovacích diagramů je závislý hlavně na fázové odchylce od rovinnosti v ústí antény, především na délce trychtýře ve vlnových délkách a také na úhlu otevření trychtýře [1]. Aby nedocházelo k nežádoucí deformaci vyzařovací charakteristiky, musí se trychtýř rozšiřovat jen pozvolna [3]. Následkem toho má anténa poměrně malé ústí (jen několik vlnových délek), z čehož vyplývá široký hlavní lalok diagramu záření a tím pádem i malý zisk antény.

Trychtýřové antény jsou vyráběny v různých variantách, při čemž je brán zřetel hlavně na požadavky na základní vlastnosti antény – diagram záření, impedanci, polarizaci pole a směrovost (zisk) [1]. Jako příklad uvádím několik základních druhů vyústění trychtýřových antén.

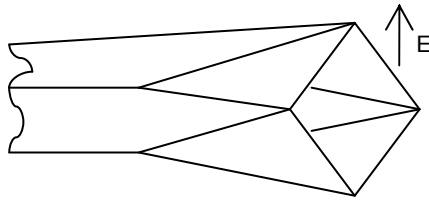
3.1.3.1 Jehlanový tvar

Tento tvar vyústění trychtýřové antény je používán nečastěji. Protože je z rozměrů trychtýře možné určit s přesností desetin dB směrovost nebo zisk, je toto vyústění používáno jako standard těchto dvou veličin [1].



Obrázek 3.4 Jehlanový tvar vyústění trychtýřové antény

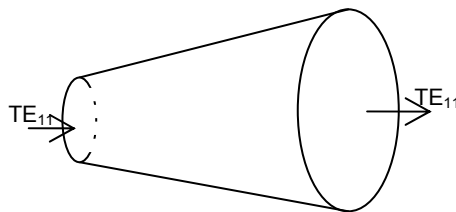
Speciálním případem jehlanového vyústění jsou tzv. trychtýřové antény sektorové, které se rozšiřují buď jen v rovině pole H , nebo E . Diagram záření má v rovině kolmé k širší stěně ústí tvar vějíře. Dále pak také antény trychtýřové úhlopříčně diagonální, jejichž ústí je pravoúhlé a které vyzařují do roviny rovnoběžné s úhlopříčkou ústí [1].



Obrázek 3.5 Úhlopříčná diagonální trychtýřová anténa

3.1.3.2 Kuželové

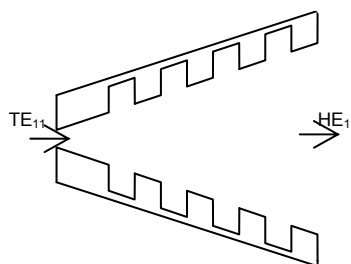
Tento druh trychtýřových antén dokáže díky vidu TE_{11} pracovat s jakoukoliv lineární polarizací pole. Hodí se také například pro práci s kruhovou polarizací. V rovinách H a E se vyzářovací diagramy od sebe navzájem odlišují [1].



Obrázek 3.6 Kuželová trychtýřová anténa

3.1.3.3 Drážkované

Pro reálné využití lze vyrobit také trychtýřové antény překonávající nesouměrnost vyzářovacích diagramů v obou rovinách elektromagnetického pole. Jako příklad uvádím pro tyto účely nejpoužívanější drážkovanou trychtýřovou anténu viz. obr 3.7, která je často využívána jako ozařovač rotačně souměrných reflektorových parabolických a čočkových antén [1].

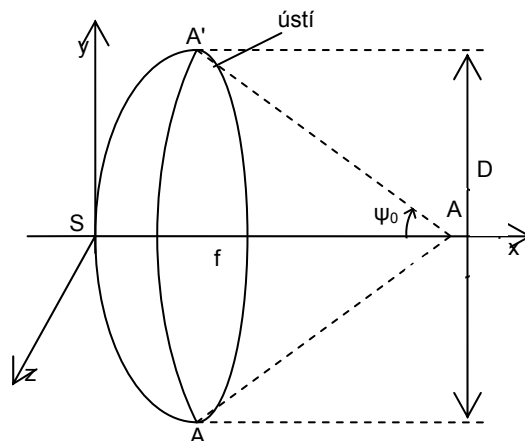


Obrázek 3.7 Drážkovaná trychtýřová anténa

3.1.4 Parabolické reflektorové antény

Reflektorové antény obecně se skládají odrazného povrchu (může jich být i více) a příslušného primárního zářiče (případně soustavy primárních zářičů). Principem fungování reflektorových antén je dopadání elektromagnetické vlny z primárního zářiče na povrch reflektoru, čímž se v reflektoru indukují proudy a dochází ke vzniku odraženého elektromagnetického pole [1]. Existují dva možné

způsoby najítí tohoto elektromagnetického pole. U první z těchto možností nejprve určíme proudy tekoucí po povrchu reflektoru. Po zjištění rozložení těchto proudů můžeme najít složky vyzařovaného elektromagnetického pole. Druhou možností je najítí rozložení pole v ústí reflektoru a po té už můžeme ze známých vyzařovacích schopností ozářené plochy určit vyzařované elektromagnetické pole.[1]



Obrázek 3.8 Parabolická reflektorová anténa

Mezi nejrozšířenější plošné antény používané v mikrovlnné technice patří parabolické reflektorové antény viz obr. 3.8. Reflektor této antény je tvořený rotačním osově souměrným paraboloidem, který je definován ohniskovou vzdáleností f a velikostí ústí D [1]. Reflektor je sekundární zářič, který je ozařován mírně směřovaným primárním zářičem. Primárním zářičem může být trychtýřem, dipólem, šroubovicovou anténkou, apod. Vlastnosti antény jsou často určovány poměrem $\frac{f}{D}$.

Úhel otevření ústí je dán vztahem $\frac{\text{tg } \psi_0}{2} = \frac{D}{4f}$ a poměr středního paprsku

k okrajovému $\frac{FS}{FA} = \cos^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right)$, kde $FS=f$. Optické vlastnosti antény jsou dány

geometrií paprsku z ohniska F [1]. V ohnisku F může být umístěn buď bodový zdroj záření, potom jsou dráhy všech paprsků k ústí stejné, nebo může být v ohnisku F umístěn zdroj elektromagnetických vln, potom jsou paprsky v ústí ve fázi a vzniká tak rovinná vlna. Vlastnosti antény jsou také dány přesností a tvarem provedení reflektoru a mírně jsou také ovlivňovány směrovou charakteristikou ozařovače. Při návrhu těchto antén se počítá průměr reflektoru, v úvahu se přitom bere požadovaná velikost činitele směrovosti ve směru hlavního laloku D_{\max} :

$$D_{\max} = \left(\frac{\pi d}{\lambda}\right)^2 v, \quad (47)$$

kde λ je vlnová délka a v je činitel využití antény (jeho velikost se pohybuje mezi 0,6 – 0,8, ideálně 1) [3]. Ohnisková vzdálenost se určí tak, aby její poměr k průměru reflektoru byl přibližně 0,4. Při návrhu se musí brát ohled i na vzdálenost ozařovače od reflektoru. Pokud je ozařovač umístěn moc blízko u reflektoru, dostatečně neozáří jeho okrajovou část. Pokud je naopak ozařovač umístěn od reflektoru moc daleko, dochází k ozařování okolního prostoru a ke zbytečnému úniku

energie. Při nesprávném poměru $f:d$ dochází ke zmenšování činitele využití ústí antény. Dalším parametrem je koeficient ozáření k [3]. Tento koeficient představuje ztráty ve využití vyzařeného výkonu ozařovačem. Tento činitel je však potřeba doplnit také ztrátovým činitelem, který vzniká v důsledku špatného impedančního přizpůsobení primárního zářiče. Vlivem tohoto nepřizpůsobení vzniká odraz energie zpátky do ozařovače a tím pádem klesá i účinnost parabolické reflektorové antény.

Pro optimální zisk antény musí být intenzita elektromagnetického pole na okraji reflektoru zhruba o 10 dB menší, než intenzita elektromagnetického pole ve středu reflektoru, pokud chceme dosáhnout nízké úrovně postraních laloků vyzařovacího diagramu, musí být elektromagnetické pole na okraji reflektoru menší dokonce o 20 dB [1].

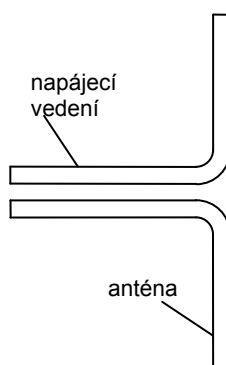
Parabolickou reflektorovou anténu lze ozařovat různými způsoby. Například osovým ozařováním – zepředu, tzv. off-set systémy, dále je možné zpětné ozáření, jako poslední způsob uvádím ozařování eliptickým nebo hyperbolickým subreflektorem [1]. Subreflektory se používají při potřebě zkrátit spojovací vedení mezi anténou a elektronickou částí zařízení, většinou se používají u antén, které mají průměr větší než 2 m .

3.2 Drátové antény

Jak už název těchto antén napovídá, je anténový prvek tvořen vodičem, který má konečnou délku. Základem pro většinu drátových antén jsou soustavy symetrických dipólů.

3.2.1 Dipólové antény

Dipólovou anténu tvoří dva stejné vodiče konečné délky. Oba tyto vodiče jsou kolineární a přímé s délkou $2l = \frac{\lambda}{2}$ (pro půlvlnný dipól), případně λ (pro celovlnný dipól). Velikost a tvar vodičů antény určují nejen průběh vstupní impedance antény, ale také způsob příjmu nebo vyzařování elektromagnetických vln. Pólová anténa je vždy napájena vedením [1]. Konečná impedance potom závisí na podmínkách zakončení tohoto vedení – rozptylových indukčnostech a kapacitách a také na rozměrech antény.

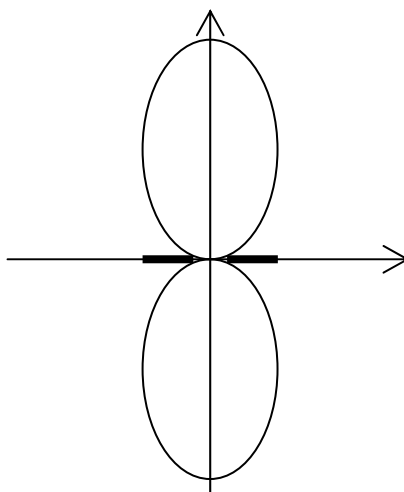


Obrázek 3.9 Dipólová anténa

Pro vyzařovací diagram platí vztah:

$$F(\theta) = \frac{(\cos(kl \cos \theta) - \cos kl)}{\sin \theta}, \quad (48)$$

kde θ je úhel měřený od středu dipólu. V praxi se u naměřeného diagramu mění tvar v závislosti na tloušťce vodičů antény oproti diagramu teoretickému (viz. obr. 3.10) a také nuly mezi laloky nejsou přesné. Jedinou výjimku v tomto případě tvoří přirozená nula.[1]



Obrázek 3.10 Vyzařovací diagram půlvlnného dipólu

Dále je u půlvlnného dipólu potřeba určit průběh vstupní impedance. To je možné provést pomocí vztahu:

$$Z_{vst} = R(kl) - j \left(120 \cdot \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cdot \cos kl - X(kl) \right) \quad [\Omega], (49)$$

ve kterém $2l$ je celková délka antény, a je poloměr válcového vodiče, $kl = \frac{2\pi l}{\lambda}$ je elektrickou délkou vodiče a funkce $R(kl)$ a $X(kl)$ platí pouze pro délky kl menší nebo rovné $\frac{\pi}{2}$. Levá strana rovnice udává hodnotu činitele zkrácení dipólové antény k_{zk} .

Ten závisí jak na rozměrech vodiče, tak i na jeho délce [1]. Pokud má vodič nekruhový průřez používá se ekvivalentní poloměr vodiče:

$$a_{eq} = 0,5 \cdot (a + b). \quad (50)$$

Ve výše uvedeném vztahu je a velikost hlavní osy elipsy a b je velikostí vedlejší osy elipsy. Dále je ještě možné použití dvou paralelních vodičů s poloměrem $a_{1,2}$ a roztečí středu d . Potom je ekvivalentní poloměr:

$$\ln a_{eq} = \frac{a_1^2 \ln a_1 + a_2^2 \ln a_2 + 2a_1 a_2 d^2}{(a_1 + a_2)^2}. \quad (51)$$

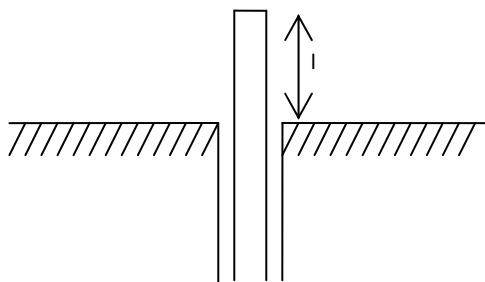
Vstupní impedance dipólové antény má rezonanční charakter s nulovou reaktancí. To znamená, že $X(kl) = 120 \left(\ln \frac{l}{a} - 1 \right) \cdot \cos kl$. Rezananční vlastnosti dipólu neovlivňuje pouze činitel zkrácení [1]. Dalším faktorem je tzv. koncový efekt, ten je vyvolaný připojením izolátorů na drátové vodiče nebo koncovou rozptylovou kapacitou fyzického provedení. V tomto případě musíme potom délku dipólu zkrátit pro dostání vstupu do rezonance. Čím menší bude činitel zkrácení, tím víc bude potřeba vodiče zkrátit. Dále také platí, že tenký zářič bude delší, než zářič tlustší.

Je potřeba si také uvědomit, že mechanická a elektrická délka dipólu nejsou v reálu totožné (mohly by být jen za předpokladu, že vodič by byl nekonečně tenký). Rychlost šíření elektromagnetických vln kolem vodiče záleží na poměru délky dipólové antény ($2l$) ku jeho průměru ($d=2a$) [1].

3.2.2 Monopólové antény

Jen stručně bych se na tomto místě zmínila také o monopólových anténách. Tento druh antén má vlastnosti podobné dipólovým anténám. Monopólové antény jsou většinou realizovány vztyčením nad kovovou deskou viz obr. 3.11 [1]. Vstupní impedance těchto antén je závislá především na velikosti kovové desky, nad kterou je anténa vztyčená a je rovna polovině impedance středově napájeného dipólu. Diagram záření je v podstatě horní polovinou vyzařovacího diagramu dipólu, pokud by byla anténa vztyčena nad nekonečně velkou kovovou deskou [1].

Teoretická hodnota vyzařovacího odporu $R_z = 36,6 \Omega$, hodnota směrovosti čtvrtvlnné monopólové antény je $5,68dB_i$ (vůči izotropickému zářiči) a $3dB_d$ (vůči půlvlnnému dipólu ve volném prostoru) [1].



Obrázek 3.11 Monopólová anténa

3.3 Antény používané v mobilních telefonech

Ráda bych se také zmínila o anténách, které se používají v mobilních telefonech. Dříve se používaly jednovodičové bičové antény, pružné tenké šroubovice (pružinové antény) nebo velmi krátké šroubovicové antény [1]. V současnosti se od používání těchto antén postupně upouští a přistupuje se spíše k používání antén malých nebo mikropáskových, které jsou umístěné uvnitř v těle telefonu a respektují zmenšování mobilních telefonů.

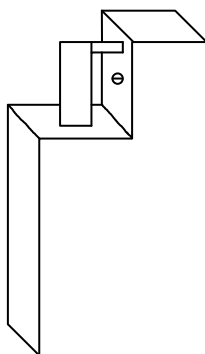
Antény pro mobilní telefony pracují obvykle na dvou kmitočtech, z nichž je jeden určený pro příjem a druhý pro vysílání. Tyto antény by měly být schopny pracovat poměrně široké kmitočtové pásmo, zajistit všesměrový vyzařovací diagram v diagonální rovině zisk 0 dB (ideálně ještě o něco vyšší) a měly by mít malé rozměry [1]. Bohužel všesměrový diagram a malé rozměry antény jsou v rozporu s používáním mobilního telefonu. Vzhledem k tomu, že hlava je ve své podstatě absorpční elipsoid (jehož hlavní osa je délkově srovnatelná s půlvlnou použitého kmitočtu), dochází k deformaci diagramu záření. K změně vyzařovacího diagramu dochází také vlivem indukovaných povrchových proudů na vodivých částech telefonu, které vznikají kvůli umístění antény přímo na tělese mobilního telefonu. Účinnost antény je závislá na vzdálenosti mobilního telefonu od hlavy. Polarizaci antény je možné změnit částečně vyzařováním proudů na mobilním telefonu, ale především polohou antény.

Jak už jsem uvedla dříve, původně byla používána v telefonech teleskopická anténa o délce $\frac{\lambda}{2}$ nebo $\frac{\lambda}{4}$. Kvůli relativně velkým rozměrům této antény (s přihlédnutím k používaným kmitočtům) se na místo antény teleskopické používá anténa šroubovicová v normálovém vidu, která má ve vertikální rovině diagram podobný dipólové anténě a kruhový diagram záření v rovině horizontální. Maximální délka této antény by neměla přesahovat hodnotu $0,16\lambda$, což je s ohledem na pásmo, ve kterém se tyto antény u mobilních telefonů používají, zhruba $20\text{--}40\text{ mm}$. Průměr závitu by měl být o hodně menší než λ (přibližně $D < 0,15\lambda$). Při návrhu této antény je třeba brát v úvahu také to, že součásti vyzařovací struktury jsou také vodivé části mobilního telefonu [1]. Faktorem, na kterém záleží vyladění normálového vidu, je také velikost a tvar mobilního telefonu. Místo uvedené šroubovicového vodiče lze použít také vodič vinutý meandrovitě viz obr. 3.12. Meandrovité vinutí vodiče lze mimo jiné provést například meandry natištěnými na tenké dielektrické fólii, která je navinutá na dielektrické jádro [1]. Výhodou meandrů je možnost jejich paralelního zapojení, kterým lze získat i mnohopásmové antény (např. 900 MHz , 1800 MHz , 1900 MHz). Protože anténa a přístroj jsou zastíněny hlavou uživatele a v těle uživatele také vznikají jisté ztráty, činí ztráty v pásmu kolem 900 MHz zhruba $4\text{ dB} - 16\text{ dB}$.



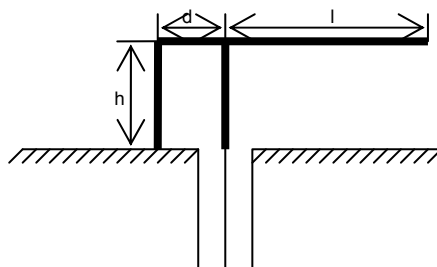
Obrázek 3.12 Šroubovicová anténa s meandrovými vodiči

V současnosti snad nejpoužívanějšími anténami jsou antény uvnitř těla mobilního telefonu. Použití těchto antén je hlavně v kmitočtových pásmech od 1800 do 1900 GHz. Velikou výhodou těchto antén je možnost jejich zabudování přímo do těla telefonu, aniž by se zásadně zvětšila jeho velikost, jsou také na mobilním telefonu více nezávislé. Využití těchto antén je samozřejmě možné i na nižších kmitočtech, zde je mobilní telefon součástí vyzařovací části anténního systému. Umístění těchto antén bývá pod horní stranou mobilního telefonu nebo v krytu mobilního telefonu na straně odvrácené od ucha uživatele [1]. Hlavním důvodem tohoto umístění jsou hygienické normy na maximální absorbovaný výkon (SAR), ale také ztráty, které v těle uživatele vznikají. Anténou je většinou mikropásek, ale používají se i složitější struktury. Typickým představitelem těchto druhů antén je potom plošná anténa ve tvaru obrácené písmene F (viz obr. 3.12 a obr. 3.13).



Obrázek 3.13 Plochá anténa obrácené F na mobilním telefonu

Základním provedením této antény je čtvrtvlnný pahýl, který je napájený bočnickem, na jehož vstupu je možné vhodnou volbou délek h a l nastavit admitanci odpovídající čtvrtvlnné rezonanci ($h + l = \frac{\lambda}{4}$ přičemž d musí být mnohem menší než l). Zapojením sériové indukčnosti nebo kapacitní zátěže lze zkrátit geometrickou délku $\frac{\lambda}{4}$. Při zapojení indukčnosti se zvětšuje šířka pásma. Pro tento účel s většinou používá zapojení meandrovitě vinutého vodiče [1].



Obrázek 3.14 Základní schéma antény obrácené F

4 Metoda konečných prvků

V praxi se tato metoda používá k řešení všech okrajových úloh především v oblastech polí, uzlů a uzlových potenciálů. Výhodou této metody oproti metodě konečných diferencí je možnost nerovnoměrného rozložení uzlů. Díky tomuto mohou konečné prvky lépe sledovat tvar hraničních ploch. Čím hustší je síť konečných prvků, tím přesnější je i výpočet. Právě proto je v místě očekávané prudké změny pole síť hustší. V metodě konečných prvků dochází k výpočtu soustavy rovnic pro neznámé uzlové potenciály. Koeficienty matice soustavy a pravých stran se počítají jako integrály přes elementární plošky nebo objemy, v jejichž vrcholech jsou umístěny uzly.[4] Konečnými prvky většinou jsou základní rovinné prvky trojúhelníky nebo čtyřúhelníky a základní prostorové prvky čtyřstěny, pětistěny nebo šestistěny. COMSOL Multiphysic, ve kterém jsou prováděny simulace, využívá v pro dvojrozměrné simulace konečné prvky ve tvaru trojúhelníku. [4]

4.1 Aplikace metody konečných prvků

Aplikaci metody konečných prvků je možné rozdělit do několika kroků. Nejprve je potřeba vygenerovat síť prvků s uzly. Po té se vybere aproximační funkce potenciál na jednotlivých prvcích z uzlových hodnot. Dále se zvolená aproximace dosadí do diferenciální rovnice nebo jejího ekvivalentu a sestaví se soustava rovnic pro neznámé uzlové hodnoty. Sestavená soustava se vyřeší a nakonec se zpracují dodatečné požadavky, například se vypočtou další veličiny nebo se výsledky zobrazí.

4.1.1 Generace sítě prvků

Při řešení úlohy pomocí metody konečných prvků je nejprve potřeba vygenerovat síť konečných prvků. Konečnými prvky většinou jsou základní rovinné prvky trojúhelníky nebo čtyřúhelníky a základní prostorové prvky čtyřstěny, pětistěny nebo šestistěny, pomocí metody konečných prvků lze řešit úlohy také v oblasti 1D. V tom případě je konečným prvkem úsečka. [4]

Generace sítě prvků je náročná na čas i zkušenosti s daným programem, to platí hlavně pro generování sítě prvků v trojrozměrné oblasti, v oblasti dvourozměrné je generace sítě prvků jednodušší. 3D síť je možno generovat tažením nebo rotací sítě 2D kolem jedné z os (jednodušší) nebo obecně. Nejprve se vytvoří konečné prvky na plochách, které uzavírají danou oblast a poté se pokračuje tvořením konečných prvků směrem dovnitř do ohraničené oblasti. [4]

V současnosti již existují algoritmy, které dokážou zajistit na libovolně složitě hranici generaci prvků požadovaného tvaru. [4]

4.1.2 Aproximace

Metoda konečných prvků využívá co nejnižší stupeň aproximačního polynomu, při jehož dosazení do diferenciální rovnice ještě nedostaneme triviální řešení. Pro rovnici druhého řádu tedy stačí pouze lineární aproximace. Co nejpřesnějších výsledků se dosahuje pomocí tvorby hodně malých intervalů s lineární nebo maximálně kvadratickou aproximací. [4]

4.1.2.1 Aproximace potenciálu v 1D

Aproximaci funkce na Obrázku 4.1 lze popsat vztahem:

$$\Phi_a = \sum_{j=1}^5 \Phi_j N_j(x), \quad (52),$$

kde $\Phi_j(x)$ je hodnota potenciálu v uzlu j a $N_j(x)$ je tvarová funkce. Pro tvarovou funkci $N_j(x)$ platí vztah:

$$N_j(x) = N_j^{(j-1)}(x) + N_j^{(j)}(x), \quad (53)$$

kde $N_j^{(j-1)}(x)$ a $N_j^{(j)}(x)$ jsou tvarové funkce konečných prvků, které sousedí s uzlem j . [4] Hodnotu těchto dvou tvarových funkcí lze získat z následujících vztahů:

$$N_j^{(j-1)}(x) = \frac{x - x_{j-1}}{x_j - x_{j-1}}, \quad (54)$$

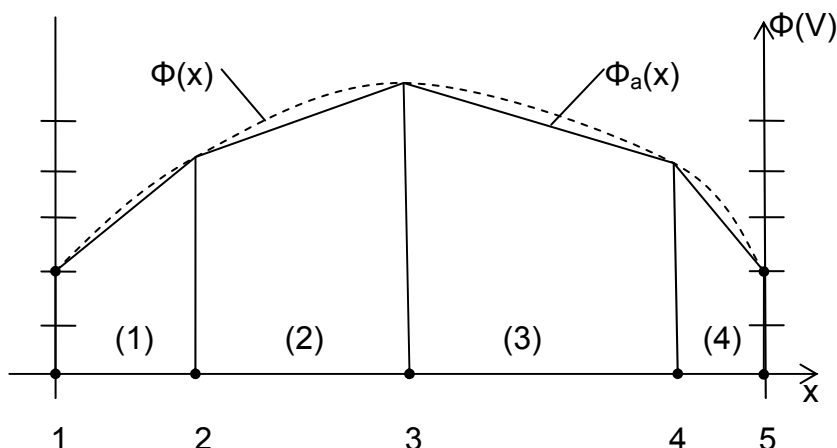
$$N_j^{(j)}(x) = \frac{x - x_{j+1}}{x_j - x_{j+1}}. \quad (55)$$

Rovnicí pro tvarové funkce $N_j^{(e)}(x)$ je rovnice přímky:

$$N_j^{(e)}(x) = ax + b. \quad (56)$$

Analogicky se vztahem (38) lze potom vypočítat lokální aproximaci na e -tém prvku, který je mezi uzly j a $j+1$:

$$\Phi^{(e)} = \Phi_j N_j^{(e)}(x) + \Phi_{j+1} N_{j+1}^{(e)}(x). \quad (57)$$



Obrázek 4.1 Aproximace potenciálu $\Phi(x)$ funkcí $\Phi_a(x)$, inspirováno [4]

4.1.2.2 Aproximace potenciálu ve 2D

Nejjednodušším a obvykle používaným konečným prvkem pro aproximaci ve 2D oblasti je lineární trojúhelník, který pro své výpočty využívá i program COMSOL Multiphysic. Pomocí trojúhelníku s uzly $u_1(x_1, y_1)$, $u_2(x_2, y_2)$ a $u_3(x_3, y_3)$ (viz obrázek 4.2) lze aproximovat potenciál lineární funkcí:

$$\Phi = Ax + By + C. \quad (58)$$

Tvarové funkce $N_1^{(e)}(x, y)$, $N_2^{(e)}(x, y)$ a $N_3^{(e)}(x, y)$ nabývají hodnoty jedna v příslušném uzlu a hodnotu nula v ostatních uzlech a mimo konečný prvek (e) [4]. Pro potenciál na prvku (e) platí obdobný vztah jako u aproximace v 1D oblasti:

$$\Phi^{(e)} = \Phi_1 N_1^{(e)}(x, y) + \Phi_2 N_2^{(e)}(x, y) + \Phi_3 N_3^{(e)}(x, y). \quad (59)$$

Rovnice pro tvarovou funkci $N_1^{(e)}(x, y)$ je totožná jako rovnice roviny:

$$N_1^{(e)}(x, y) = ax + by + c, \quad (60)$$

která prochází body $(x_1, y_1, 1)$, $(x_2, y_2, 0)$ a $(x_3, y_3, 0)$. Lze tedy sestavit rovnici a z ní vypočítat konstanty a , b a c :

$$\begin{bmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (61)$$

Determinant sestavené matice je dvojnásobkem plochy trojúhelníku, který vznikne aproximací potenciálu Φ_1 [4]. Po vypočtení konstant a , b , c lze sestavit rovnici pro výpočet tvarové funkce:

$$N_1^{(e)} = \frac{1}{2S_\Delta} [(y_2 - y_3)x + (x_3 - x_2)y + x_2y_3 - x_3y_2]. \quad (62)$$

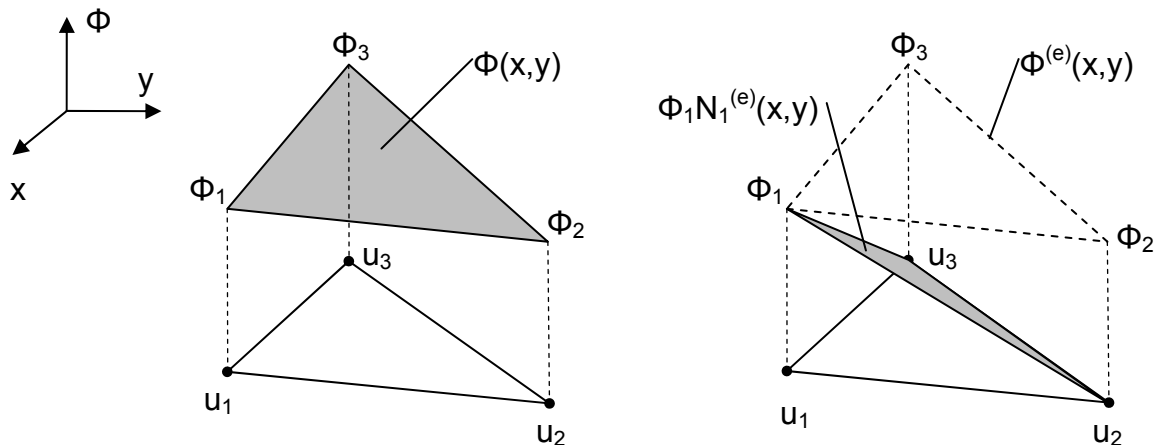
Analogicky lze také funkce $N_2^{(e)}$ a $N_3^{(e)}$ vypočítat cyklickou záměnou jednotlivých indexů [4]. Aproximační funkce uzlu lze vypočítat pomocí vztahu:

$$N_j = \sum_{P_j} N_j^{(e)}. \quad (63)$$

Globální aproximaci potenciálu v dané oblasti lze poté zjistit ze vztahu:

$$\Phi_a = \sum_{j=1}^{NU} \Phi_j N_j(x, y), \quad (64)$$

kde NU je počet uzlů v oblasti, ve které se aproximace potenciálu provádí [4].



Obrázek 4.2 Lokální aproximace potenciálu na prvku pomocí lineárních funkcí, inspirováno [4]

4.1.2.3 Aproximace potenciálu ve 3D

Nejjednodušším prvkem pro aproximaci je lineární čtyřstěn, který je charakterizován rovnicí:

$$N_j^{(e)}(x, y) = ax + by + cz + d. \quad (65)$$

Další postup je podobný jako v při aproximaci potenciálu v oblasti 2D [4]. Prvním krokem je výpočet konstant a, b, c, d ze soustavy rovnic:

$$\begin{bmatrix} x_1 & y_1 & z_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & z_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & z_3 & 1 \\ x_4 & y_4 & z_4 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (66)$$

kde determinant je šestinásobkem objemu čtyřstěnu. Rovnice pro vypočtení tvarové funkce má poté tvar:

$$N_1^{(e)} = \frac{1}{\Delta} [a_1 x + b_1 y + c_1 z + d_1], \quad (67)$$

kde konstanty a_1, b_1, c_1, d_1 jsou:

$$a_1 = \begin{bmatrix} y_2 & z_2 & 1 \\ y_3 & z_3 & 1 \\ y_4 & z_4 & 1 \end{bmatrix}, \quad b_1 = - \begin{bmatrix} x_2 & z_2 & 1 \\ x_3 & z_3 & 1 \\ x_4 & z_4 & 1 \end{bmatrix}, \quad c_1 = \begin{bmatrix} x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \\ x_4 & y_4 & 1 \end{bmatrix}, \quad d_1 = - \begin{bmatrix} x_2 & y_2 & z_2 \\ x_3 & y_3 & z_3 \\ x_4 & y_4 & z_4 \end{bmatrix}. \quad (68)$$

Potenciál prvku (e) lze zjistit ze vztahu:

$$\Phi^{(e)} = \Phi_1 N_1^{(e)}(x, y, z) + \Phi_2 N_2^{(e)}(x, y, z) + \Phi_3 N_3^{(e)}(x, y, z) + \Phi_4 N_4^{(e)}(x, y, z) \quad (69)$$

a aproximační funkce uzlu j je potom:

$$N_j = \sum N_j^{(e)}(x, y, z). \quad (70)$$

Potenciál celé oblasti lze potom aproximovat následovně:

$$\Phi_a = \sum \Phi_j N_j(x, y, z). \quad (71)$$

4.1.3 Sestavení soustavy rovnic pro neznámé uzlové hodnoty

Po rozdělení oblasti na NE prvků s NU uzly a aproximaci potenciálu a podle předchozího postupu je potřeba najít takové hodnoty $\Phi_j, j=1, \dots, NU$, které budou mít co nejmenší zbytek. Mezi způsoby minimalizace, po kterých dostaneme NU rovnic pro neznámé uzlové potenciály patří například metoda nejmenších čtverců, metoda vážených reziduí a také metoda v MKP nejvíce rozšířená metoda Galerkinova.[4]

4.1.3.1 Galerkinova metoda

Tato metoda využívá minimalizace zbytku v okolí i -tého uzlu jeho aproximační funkcí – zvolí se $w_i = N_i$

$$\int_{\Omega} res(x, y, z, \Phi_1, \dots, \Phi_{NU}) N_i(x, y, z) d\Omega = 0, \quad (72)$$

kde $i = 1, \dots, NU$, přičemž NU je počet uzlů s neznámým potenciálem.

Při využití této metody se tvoří rovnice pouze pro vnitřní uzly, u nichž neznáme potenciál. Pokud je počet uzlů s neznámým potenciálem NU_I a celkový počet uzlů NU , pak volbou $i = 1, \dots, NU$, získáme soustavu NU rovnic:

$$K\Phi = F, \quad (73)$$

kde K je čtvercová matice o rozměru $NU \times NU$ [4].

4.1.4 Výpočet koeficientů matice soustavy K a vektoru pravé strany F

U výpočtu koeficientů matice soustavy K a vektoru pravé strany F se vychází z předpokladu, že aproximační funkce N_i a N_j a zároveň i jejich derivace jsou nulové mimo prvky s i -tým a j -tým uzlem. Z toho vyplývá, že většina koeficientů je nulová a K je řídká matice, která je diagonálně symetrická [4]. Příslušný koeficient lze získat ze vztahů:

$$k_{ij} = \sum_p k_{ij}^{(e)}, \quad (74)$$

$$f_{ij} = \sum_p f_{ij}^{(e)}. \quad (75)$$

4.1.5 Řešení soustavy rovnic

V podstatě posledním krokem je samotné vyřešení soustavy rovnic. Protože je soustava řídká a poměrně dobře podmíněná je i přes velký počet rovnic, který se obvykle počítá, stabilní.

Pro soustavy, kde je počet rovnic menší než 10 000 je možné využít eliminačních metod řešení soustavy rovnic, mezi které patří například Gaussova metoda. Výhodnější a tedy i používanější je však využití iteračních metod, které uchovávají jen pole nenulových koeficientů. K nejčastěji využívaným iteračním metodám přitom v současnosti patří metoda konjugovaných gradientů a její varianty. Pomocí této metody je totiž možné přesně a efektivně řešit až několik milionů rovnic [4]. Důvodem častějšího využití iteračních metod je především menší náročnost na paměť počítače, než je tomu u metod eliminačních.

5 COMSOL Multiphysic

Program COMSOL Multiphysics byl původně "nástavbou" na MATLAB a jmenoval se FEMLAB. V současnosti už COMSOL může pracovat nezávisle na programu MATLAB. Je však jednoduché přenášet výsledky analýzy z COMSOLu do MATLABu. Simulace v tomto programu probíhají za pomoci řešení diferenciálních rovnic metodou konečných prvků.

5.1 Modelování antén v programu COMSOL Multiphysics

Vzhledem k zaměření této práce je při simulacích vytvořených v programu COMSOL ve 2D použit *RF Module -> Electro-Thermal interaction -> In-Plane Microwave Heating -> TE Microwave Heating -> Transient analysis*, pro oblast 3D potom *RF Module -> Electro-Thermal Interaction -> Microwave Heating -> Transient Analysis*. Tyto módy umožňují sledování jak rozložení elektromagnetického pole, tak i oteplování lidské tkáně, kterému se blíže věnuji v 6. kapitole. Jednou z nejjednodušších antén, které je možné v programu COMSOL nasimulovat je vlnovod s otevřeným ústím, který v kapitole 5.1.2 simulují jako trychtýřovou anténu (bližší informace o tomto typu antén jsou uvedeny v kapitole 3.1.3).

COMSOL Multiphysic používá k výpočtu rozložení elektrického pole rovnici:

$$\nabla \times (\mu_r^{-1} \nabla \times E_z) - (\epsilon_r - j\sigma / \omega \epsilon_0) k_0^2 E_z = 0. \quad (76)$$

Při modelování samotné antény je hodnota elektrické vodivosti σ nastavena na hodnotu 0 S/m z toho vyplývá, že člen $j\sigma / \omega \epsilon_0 = 0$. Ze vztahu (39) tím pádem dostaneme vztah:

$$\nabla^2 \times E_z \mu_r^{-1} - \epsilon_r k_0^2 E_z = 0, \quad (77)$$

kde E_z je hodnota složky z elektrického pole, μ_r je relativní permeabilita, ϵ_r je relativní permitivita a k_0^2 je vlnové číslo ve volném prostoru ($k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$). Dalšími úpravami vztahu (40) získáme klasickou diferenciální rovnici:

$$\frac{d^2 E_z}{dx^2} \mu_r^{-1} - \epsilon_r k_0^2 E_z = 0 \quad (78)$$

Po vynásobení vztahu (41) hodnotou μ_r získáme vztah:

$$\frac{d^2 E_z}{dx^2} - \epsilon_r \mu_r k_0^2 E_z = 0. \quad (79)$$

Cela situace se zkomplikuje po přidání lidské tkáně před anténu, kdy $j\sigma / \omega \epsilon_0$ nebude rovno 0 ($\sigma \neq 0$), potom:

$$\nabla^2 \times E_z \mu_r^{-1} - \varepsilon_r k_0^2 E_z - j \frac{\sigma k_0^2 E_z}{\omega \varepsilon_0} = 0, \quad (80)$$

kde ε_0 je permitivita vakua a $\omega=2\pi f$. Po vynásobení celé rovnice hodnotou μ_r a pomocí dalších úprav získáme diferenciální rovnici:

$$\frac{d^2 E_z}{dx^2} - \varepsilon_r \mu_r k_0^2 E_z - j \frac{\sigma k_0^2 E_z \mu_r}{\omega \varepsilon_0} = 0. \quad (81)$$

5.1.1 Simulace vlnovodu

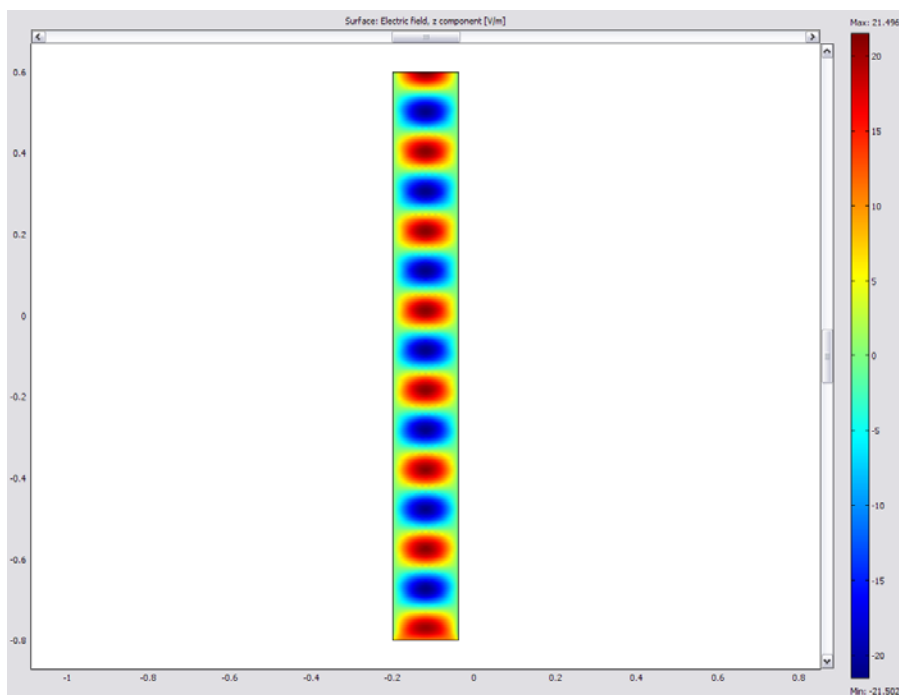
Jak jsem již zmínila nejjednodušším příkladem pro modelování šíření elektromagnetického pole v programu COMSOL Multiphysic je vlnovod viz. obr. 5.1, provedla jsem jeho model v oblasti 2D i 3D.

5.1.1.1 Simulace vlnovodu ve 2D

Pro simulaci ve 2D bylo nejprve nastavit vlastnosti vlnovodu. Stěny vlnovodu byly v záložce v záložce *Physics* -> *Boundary Settings* nastaveny jako *Perfect electric conductor* – dokonalý elektrický vodič. Spodní část antény byla tamtéž nastavena jako *Electric field* s hodnotou intenzity E_{0z} 10V/m a horní část byla nastavena jako *Perfekt magnetic conductor* – dokonalý magnetický vodič. Vnitřní podmínky vlnovodu jsem nastavila v záložce (*Physics* -> *Subomain Settings*). Zde byly hodnoty relativní permitivity ε_r a permeability μ_r rovny jedné a elektrická vodivost σ byla 0 S/m. Hodnotu frekvence jsem nastavila v záložce *Physic* -> *Scaral Variables* na 1,8 GHz. Simulace probíhala na frekvenci 1800 MHz. Šířka vlnovodu odpovídala

vlnové délce při této frekvenci, který byla $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,8 \cdot 10^9} = 0,1\bar{6}m$. Na obrázku 5.1 je

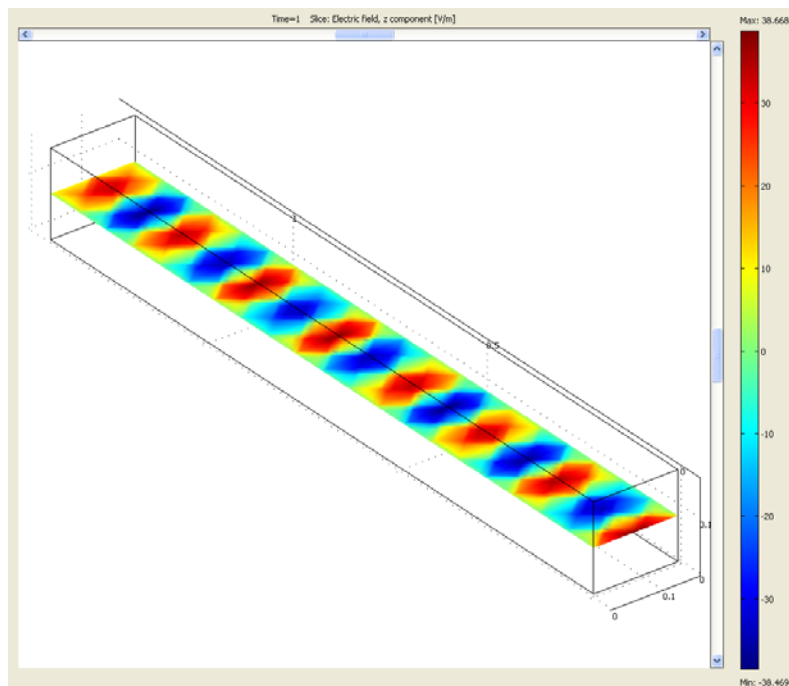
zobrazeno rozložení elektrického pole ve směru osy z. Nejvyšší intenzita elektrického pole je v tomto případě 21,496 V/m a nejnižší intenzita je -21,502 V/m. Z průběhu intenzity elektrického pole, kdy se periodicky střídají jeho jednotlivé intenzity lze rozpoznat, že vlna má sinusový průběh.



Obrázek 5.1 Vlnovod nasimulovaný v programu COMSOL Multiphysic

5.1.1.2 Simulace vlnovodu ve 3D

Stejný vlnovod jako v kapitole 5.1.1.2 jsem nasimulovala i v oblasti 3D všechna nastavení byla provedena stejně jako pro vlnovod v oblasti 2D, jen bylo potřeba nastavit ještě výšku vlnovodu (0,16 m). Z výsledného průběhu je vidět, že rozložení intenzity elektrického pole (Obrázek. 5.2) je stejné jako v předchozím případě (viz Obrázek 5.1). Intenzita elektrického pole měla v tomto případě maximální hodnotu $38,668 \text{ V/m}$ a minimální hodnotu $-38,469 \text{ V/m}$.



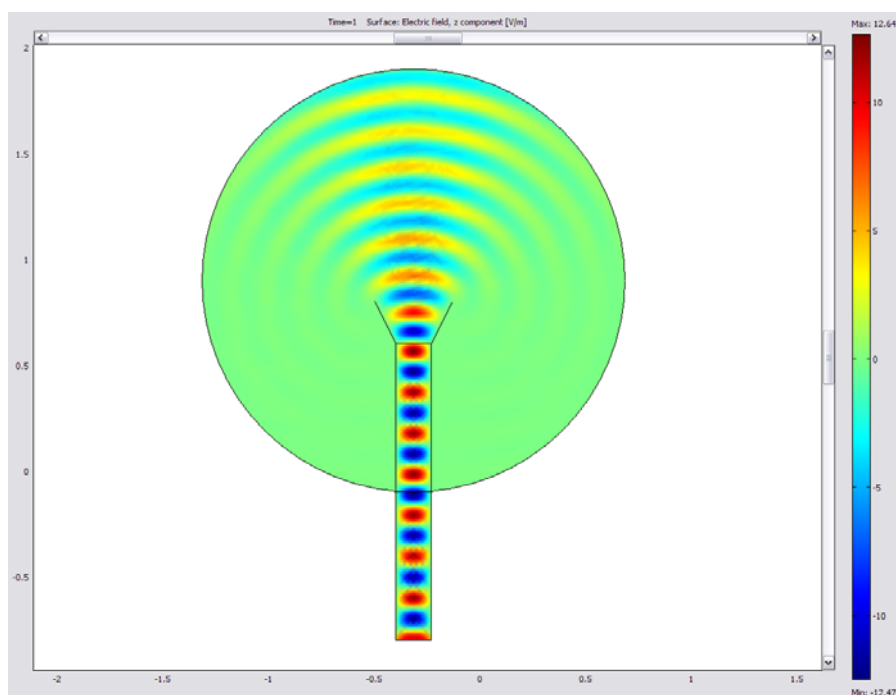
Obrázek 5.2 Vlnovod nasimulovaný v programu COMSOL Multiphysic ve 3D

5.1.2 Simulace trychtýřové antény

Pro simulaci šíření pole od antény jsem si vybrala trychtýřovou anténu s trychtýřem jehlanového tvaru (viz. obr. 3.4). Simulaci antény jsem provedla na frekvenci 1800 MHz (jedna z frekvencí využívaná pro mobilní telefony), pro tuto frekvenci je odpovídající vlnová délka $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,8 \cdot 10^9} = 0,1\bar{6} \text{ m}$. Vlnová délka je zároveň i hodnotou šířky vlnovodu. Z rozměrů antény je vidět, že pro použití v mobilních telefonech není vůbec vhodná, ale pro jednoduchost její simulace ji uvádím jako příklad. Protože metoda konečných prvků musí mít pro provedení výpočtu přesně ohraničenou plochu, ve které se má generovat síť, musí se ústí antény uzavřít do určité oblasti. V tomto případě byla použita kružnice o poloměru $0,5 \text{ m}$. Po nakreslení trychtýřové antény i jejího ohraničení, bylo potřeba nastavit obdobně jako u vlnovodu okrajové podmínky všech částí antény, (v záložce *Physics* -> *Boundary Settings*). Vnější část antény tvoří dokonalý elektrický vodič (*Perfect Electric Conductor*), neexistující konec vlnovodu, u kterého je ústí trychtýře, je nastaven na hodnotu *Continuity*, plocha na začátku vlnovodu je nastavena jako elektrické pole (*Electric Field*) s intenzitou $E_{0z} = 10 \text{ V/m}$ a konečně okraje "bubliny" kolem trychtýře byly nastaveny jako rozptylová hranice stavu (*Scattering Boundary Condition*). Nastavení vnitřních podmínek antény a jejího okolí jsem provedla v záložce (*Physics* -> *Subomain Settings*). Zde byly hodnoty relativní permitivity ϵ_r a permeability μ_r rovny jedné a elektrická vodivost σ byla 0 S/m . Hodnotu frekvence jsem nastavila v záložce *Physic* -> *Scaral Variables* na 1800 MHz . Výsledek simulace je uveden na obrázku 5.2.

Na rozdíl od simulace vlnovodu předchozí kapitole je v tomto případě vidět elektrické pole ve směru osy z , které anténa vyzařuje. Uvnitř vlnovodu je toto pole pochopitelně nejsilnější. Jeho maximální hodnota dosahuje $12,643 \text{ V/m}$ a minimální

hodnota $-12,479 \text{ V/m}$. Z obrázku je patrné, že intenzita elektrického pole vyzařovaného anténou slábne směrem od trychtýře, ale zároveň má ve větší vzdálenosti od trychtýře větší rozptyl.



Obrázek 5.3 Rozložení elektrického pole nasimulované v programu COMSOL Multiphysics

6 Šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni

Šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni má dva druhy účinků. Účinky netepelné a účinky tepelné. Netepelné účinky šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni však nejsou ještě prozkoumány tolik jako účinky tepelné. Proto právě tepelným účinkům ve svojí práci věnuji více prostoru.

6.1 Netepelné účinky šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni

Výzkumy bylo prokázáno, že šíření elektromagnetického pole v živých tkáních má mimo tepelných účinků také účinky netepelné. U laboratorních potkanů dochází ke změně permeability hematoencefalické bariéry a docházelo také k histologickým změnám v mozku, dále také k nervovému poškození kůry mozkové, hippokampu, bazálních ganglií v mozku a změnám mozkových rytmů. [8]

Použití mobilního telefonu může ovlivňovat ovlivňuje také do jisté míry činnost nervových funkcí člověka. V průběhu elektroencefalogramu (EEG) za současného působení elektromagnetického pole byly u dobrovolníků zaznamenány odchylky od běžného průběhu EEG. Vliv netepelných účinků šíření elektromagnetického pole na EEG lze odstranit neutralizujícím ochranným zařízením. [8]

6.2 Tepelné účinky šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni

Tepelné účinky šíření elektromagnetického pole v lidské tkáni jsou, jak jsem již napsala, lépe prozkoumány, než účinky netepelné. K ohřevu lidské tkáně dochází vlivem pronikání elektromagnetického pole a absorbování jeho výkonu.

6.2.1 Ohřev lidské tkáně před trychtýřovou anténou v programu COMSOL Multiphysic ve 2D

Pro simulaci ohřevu lidské tkáně jsem si vybrala trychtýřovou anténu stejnou jako v kapitole 5. 1. 2. Simulace byla prováděna při frekvenci 1800 MHz, vlnová délka, která odpovídá i šířce vlnovodu, odpovídající této frekvenci je

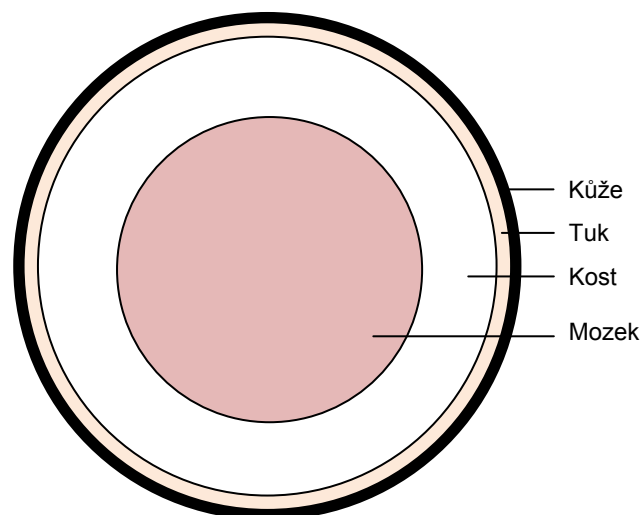
$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,8 \cdot 10^9} = 0,1\bar{6}m.$$

Dále jsem zvolila vhodné parametry lidské tkáně, kterou v tomto případě tvoří model lidské hlavy. Nastavení antény a okolních podmínek zůstalo obdobné, jako v kapitole 5.1.2, v záložce *Physics* -> *Subomain Settings* jsem nastavila vlastnosti jednotlivých částí lidské tkáně pro hodnotu 1800 MHz následovně:

Tkáň	Poloměr	Hustota	Elektrická vodivost	Relativní permitivita	Tepelná vodivost	Tepelná kapacita
	mm	kg/m ³	S/m	-	W/mK	J/kgK
Kůže	90	1100	1,18	38,9	0.209	3390
Tuk	89,3	920	0,19	11	0.201	2300
Kost	87,7	1850	0,28	11,8	0.3	1300
Mozek	64,7	1030	1,27	43,9	0.527	3680

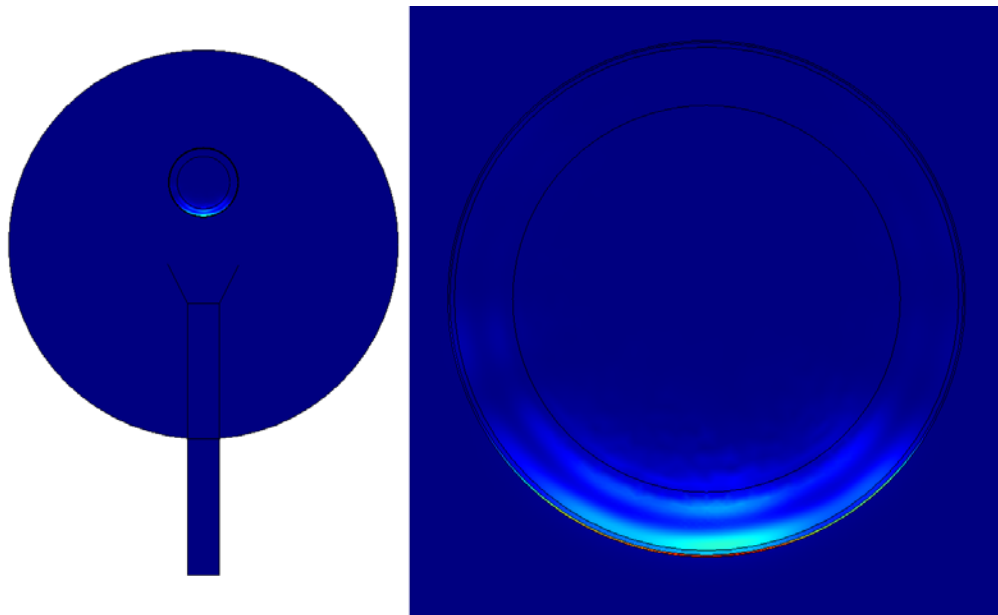
Tabulka 6.1 Vlastnosti tkání lidské hlavy pro $f = 1800$ MHz [9], [11]

Dále jsem nastavila čas, po který se má expozice vystavení lidské tkáni elektromagnetickému poli uvažovat, na $1s$ (*Solve/ Solver Parameter/ General/ Times*) Použitý model lidské hlavy je blíže popsán na obrázku 6.1.



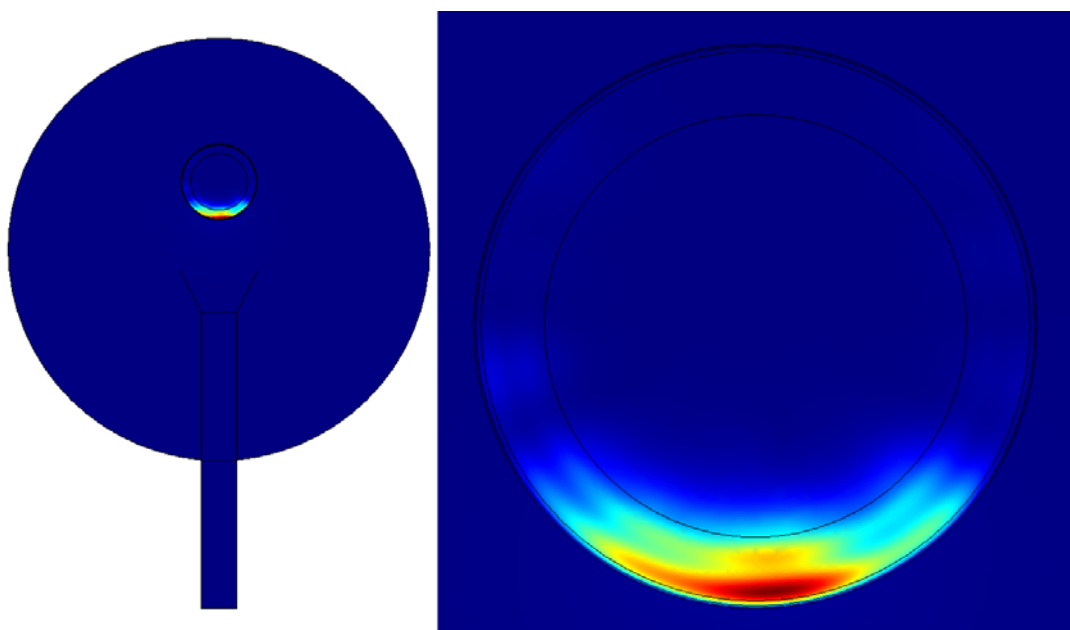
Obrázek 6.1 Použitý model lidské hlavy inspirováno [9]

Na Obrázku 6.2 je vyobrazen ohřev lidské tkáni vlivem pronikání elektromagnetického pole. Z údajů získaných z programu COMSOL Multiphysic a mnou provedené simulace se lidská tkáň působením tohoto elektromagnetického pole oteplila maximálně o $0,000005 K$ a to na rozhraní kůže a tuku (blíže na Obrázku 6.3). Je tedy patrné, že oteplení vlivem elektromagnetického pole je naprosto minimální a z Obrázku 6.2 je i jasně patrné, že ohřev mozku je v podstatě zanedbatelný.



Obrázek 6.2 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy
($f = 1800 \text{ MHz}$, doba expozice 1s)

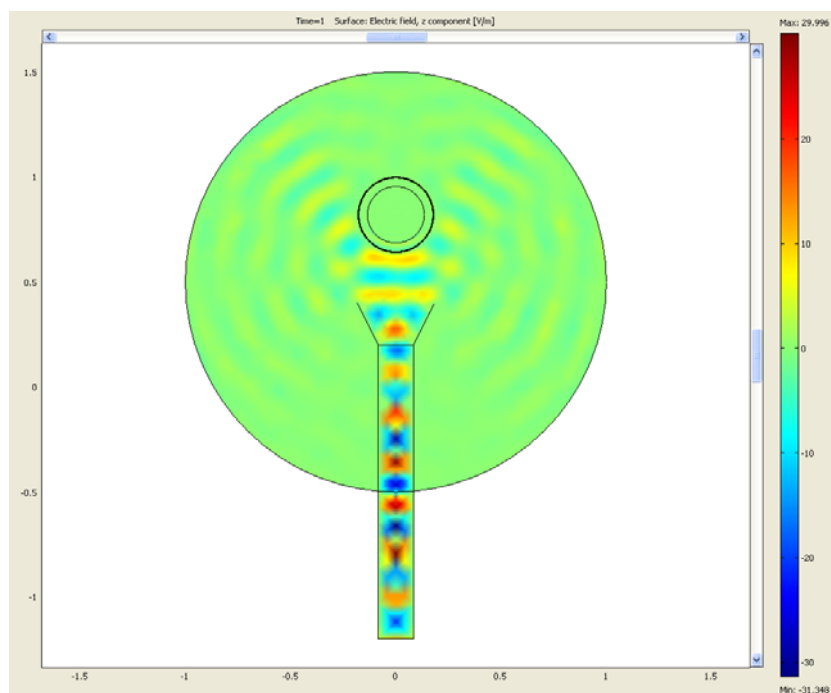
Pro stejné nastavení jsem provedla simulaci s nastavenou dobou expozice *6 minut*. V tomto případě se tkáň ohřála maximálně o $0,000114 \text{ K}$ a to v oblasti kosti viz Obrázek 6.3.



Obrázek 6.3 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy
($f = 1800 \text{ MHz}$, doba expozice 6 min)

Za zmínku stojí také změna rozložení intenzity pole v případě, že je před trychtýřovou anténou umístěna lidská hlava (Obrázek 6.4). Maximální intenzita elektrického pole se oproti velikosti intenzity elektrického pole u samotné trychtýřové

antény téměř třikrát zvýšila na 29,996 V/m a rozložení elektrického pole se značně zdeformovalo oproti Obrázku 5. 2 vlivem odrazů vln od lidské hlavy.



Obrázek 6.4 Rozložení intenzity elektrického pole za přítomnosti lidské hlavy před trychtýřovou anténou ($f = 1800 \text{ MHz}$)

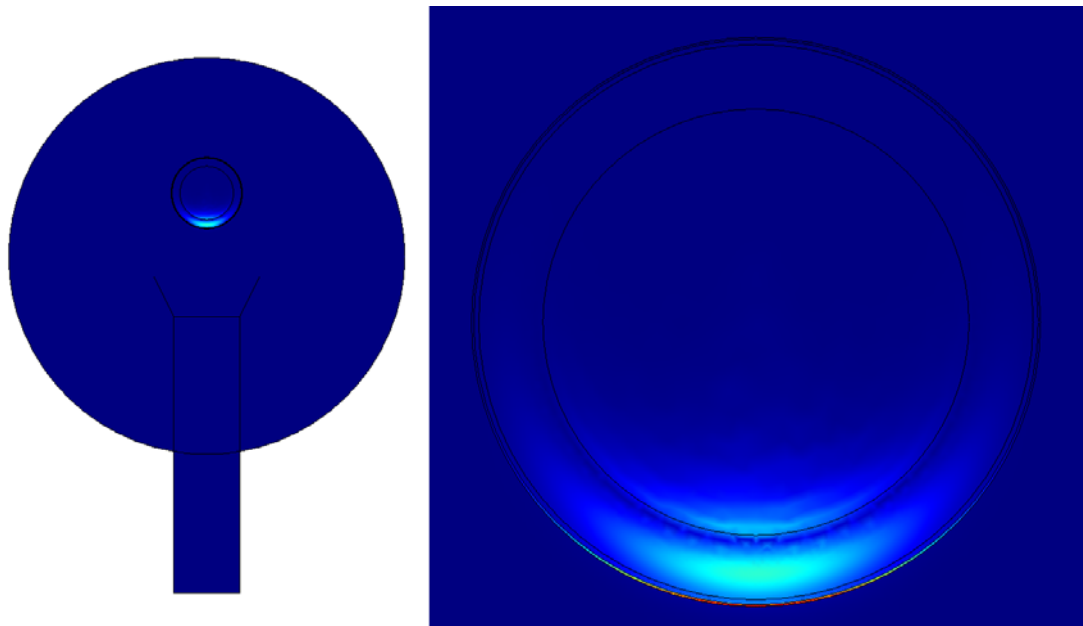
Obdobnou simulaci jsem provedla pro frekvenci 900 MHz . V tomto případě měla vlnová délka a tudíž i šířka vlnovodu hodnotu $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{900 \cdot 10^6} = 0,3 \text{ m}$.

Parametry lidské tkáně byly nastaveny podle tabulky 6. 2. Vlastnosti antény a jejího okolí jsem nastavila stejně jako v předchozím případě a dobu expozice na 1 s .

Tkáň	Poloměr	Hustota	Elektrická vodivost	Relativní permitivita	Tepelná vodivost	Tepelná kapacita
	mm	kg/m^3	S/m	-	W/mK	J/kgK
Kůže	90	1100	0,87	41,4	0,209	3390
Tuk	89,3	920	0,11	11,3	0,201	2300
Kost	87,7	1850	0,14	12,5	0,3	1300
Mozek	64,7	1030	0,86	46,5	0,527	3680

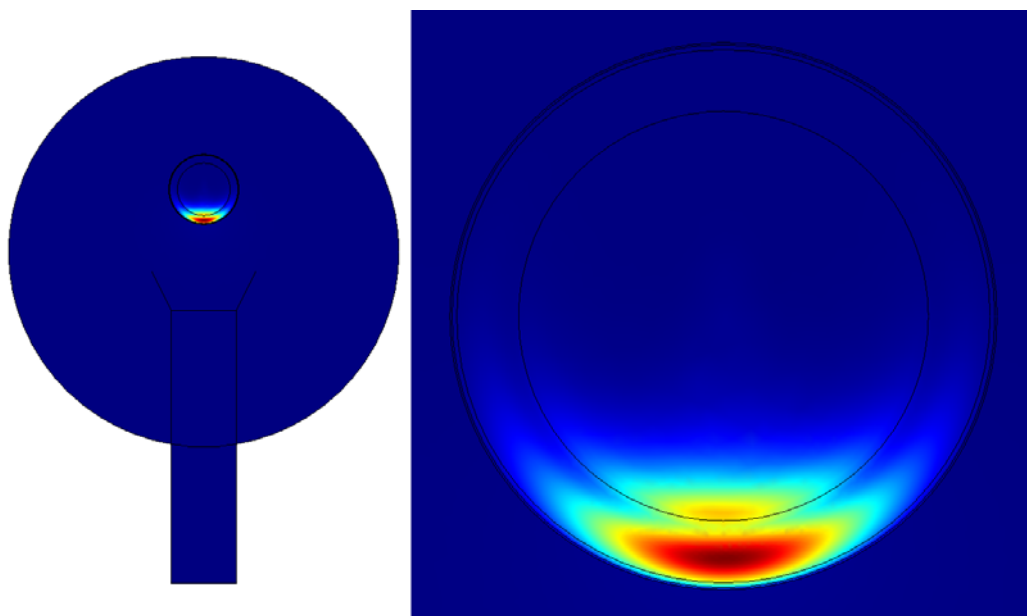
Tabulka 6.2 Vlastnosti tkání lidské hlavy pro $f = 900 \text{ MHz}$ [9], [11]

Ohřev lidské tkáně v tomto případě byl $0,000001 \text{ K}$ a opět byl největší v oblasti kůže viz Obrázek 6.5.



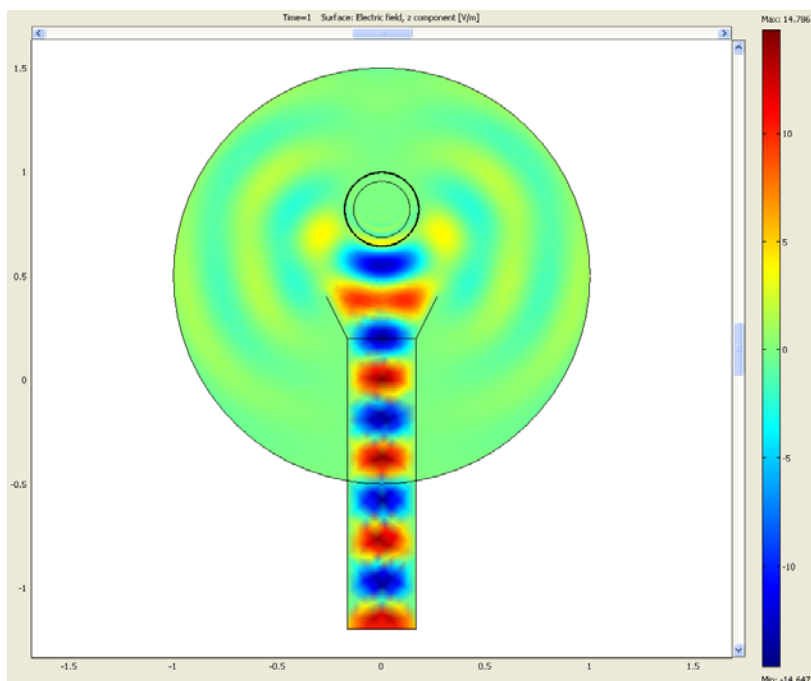
Obrázek 6.5 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy ($f = 900 \text{ MHz}$, doba expozice 1s)

Dále jsem opět provedla simulaci pro dobu expozice *6 minut* v tomto případě byl maximální ohřev tkáně $0,000124 \text{ K}$ opět v oblasti kosti viz Obrázek 6.6.



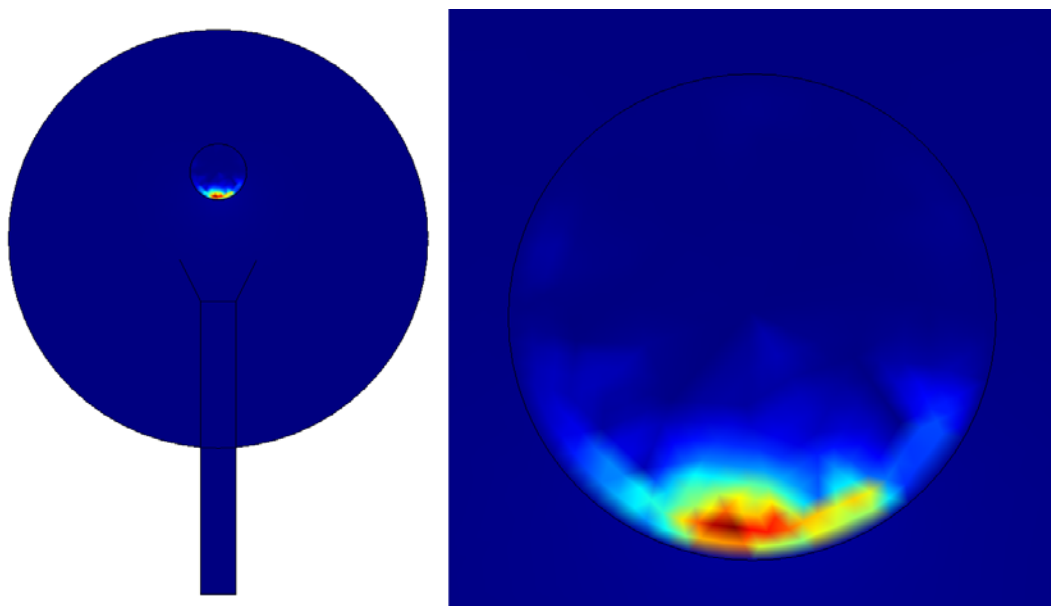
Obrázek 6.6 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy ($f = 900 \text{ MHz}$, doba expozice 6 min)

Maximální intenzita elektrického pole byla v tomto případě $14,786 \text{ V/m}$, tedy přibližně třikrát menší než při frekvenci $1,8 \text{ GHz}$. Rozložení intenzity elektrického pole je vyobrazeno na Obrázku 6.5.



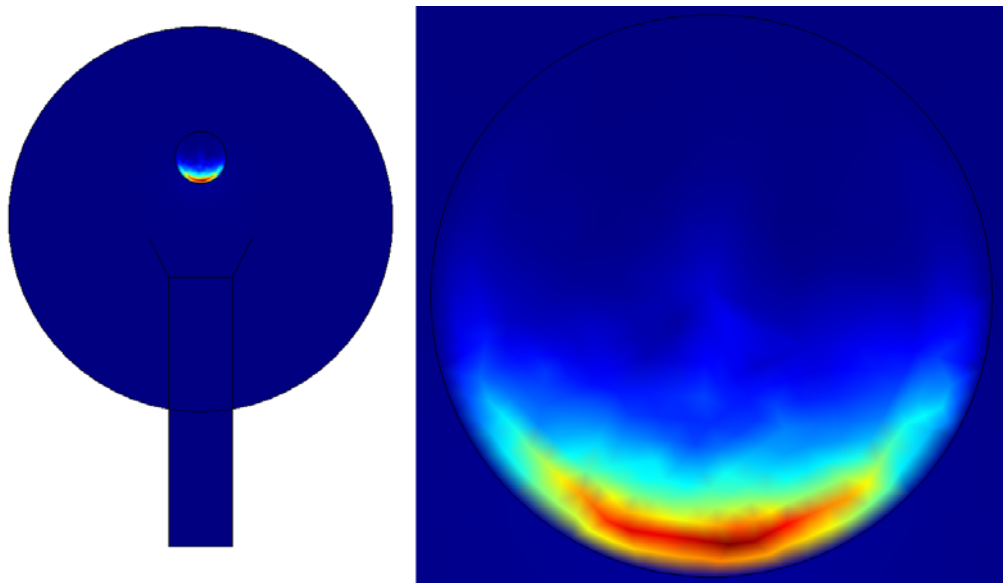
Obrázek 6.7 Rozložení intenzity elektrického pole za přítomnosti lidské hlavy před trychtýřovou anténou ($f = 900 \text{ MHz}$)

Dále jsem (pro možnost srovnání výpočtu vycházejícího z kapitoly 6.2.2) provedla simulaci ohřevu tkáně lidského mozku umístěné před trychtýřovou anténou nejprve pro $f = 1800 \text{ MHz}$ s dobou vystavení tkáně elektromagnetickému poli 6 minut . Ohřev mozku byl v tomto případě $0,000105 \text{ K}$.



Obrázek 6.8 Ohřev tkáně lidského mozku před trychtýřovou anténou ($f = 1800 \text{ MHz}$, doba expozice 6 min)

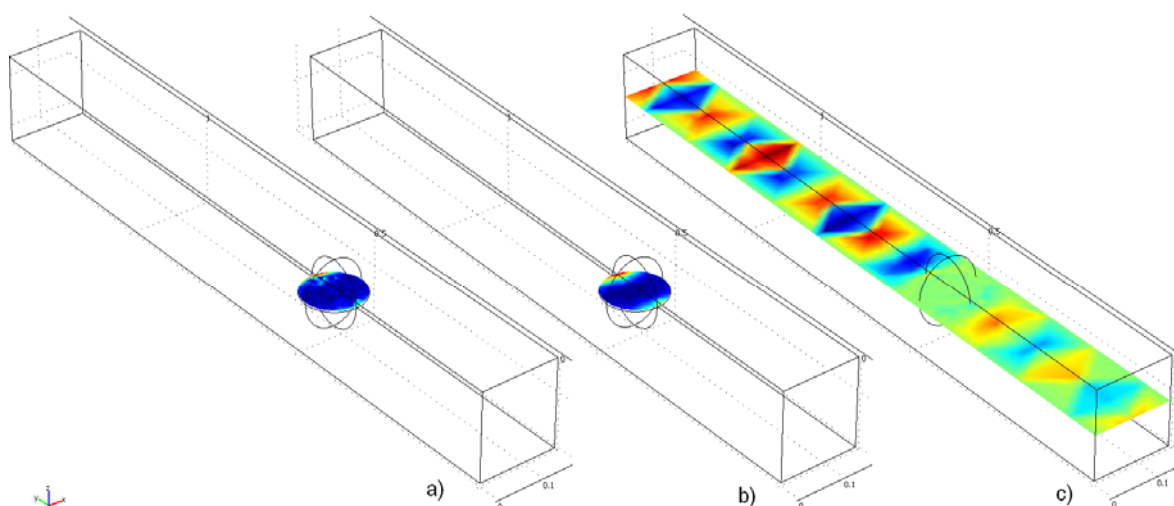
A poté jsem stejnou simulaci provedla i pro $f = 900 \text{ MHz}$ a dobu expozice 6 minut . Ohřev mozku byl tentokrát $0,000128 \text{ K}$.



Obrázek 6.9 Ohřev tkáně lidského mozku před trychtýřovou anténou ($f = 900\text{MHz}$, doba expozice 6 min)

6.2.2 Ohřev lidské tkáně ve vlnovodu v programu COMSOL Multiphysic ve 3D

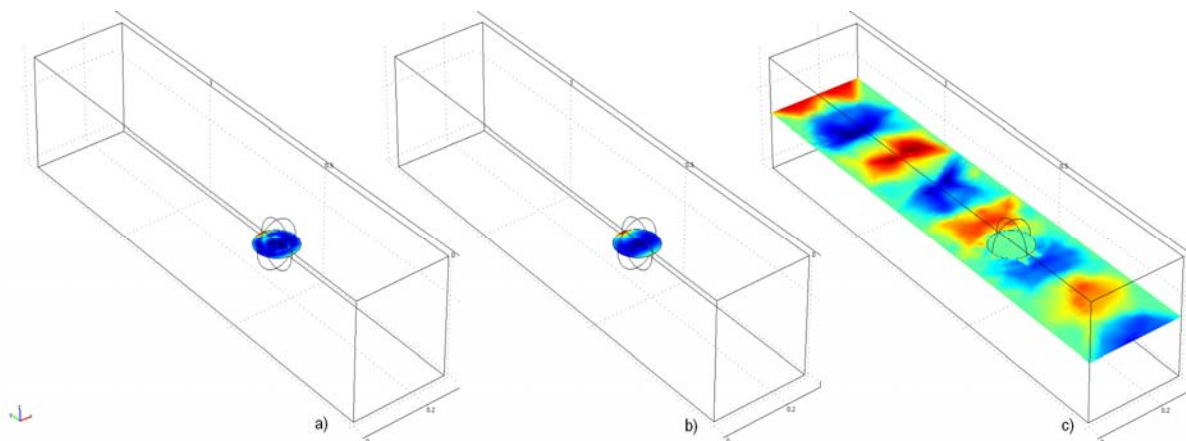
Pro simulaci ohřevu lidské tkáně uvnitř vlnovodu byl použit stejný vlnovod jako v kapitole 5.1.1.2, jeho nastavení zůstalo totožné, simulace byla prováděna na frekvenci $f = 1800\text{ MHz}$. Uvnitř vlnovodu byla umístěna tkáň představující lidský mozek. Hodnoty popisující vlastnosti byly použity z tabulky 6.1. Nejprve byla provedena simulace při době expozice 1 s (Obrázek 6.8 a) oteplení tkáně v tomto případě bylo $0,000002\text{ K}$. Dále jsem pro stejné podmínky nastavila dobu expozice na 6 minut (Obrázek 6.8 b). Tentokrát bylo oteplení lidské tkáně $0,000274\text{ K}$. Na Obrázku 6.8 c je zobrazen průběh intenzity elektrického pole.



Obrázek 6.10 Simulace vlnovodu s vloženou lidskou tkání při $f = 1800\text{ MHz}$ a) ohřev lidské tkáně (doba expozice 1s), b) ohřev lidské tkáně (doba expozice 6 minut), c) průběh intenzity elektrického pole

Obdobnou simulaci jsem provedla také pro $f = 900 \text{ MHz}$ viz Obrázek 6.9. V tomto případě byla tedy šířka vlnovodu rovna vlnové délce na daném kmitočtu

$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{0,9 \cdot 10^9} = 0,33 \text{ m}$, výška byla nastavena také na $0,3 \text{ m}$. Při době expozice 1 s byl ohřev tkáně $0,000003 \text{ K}$. Při době expozice 6 minut byl ohřev tkáně $0,000554 \text{ K}$.



Obrázek 6.11 Simulace vlnovodu s vloženou lidskou tkání při $f = 900 \text{ MHz}$ a) ohřev lidské tkáně (doba expozice 1 s), b) ohřev lidské tkáně (doba expozice 6 minut), c) průběh intenzity elektrického pole

6.2.3 Specifická míra absorpce výkonu (SAR) a její výpočet

Specifická míra absorpce výkonu (anglicky Specific absorption rate – SAR) označuje hodnotu absorbování elektromagnetického vlnění živou tkání. Absorbovaný výkon se většinou vztahuje k jednotce hmotnosti a proto je jednotkou SAR W/kg .

V současnosti musí každý mobilní telefon splňovat normy pro absorbovaný výkon. Maximální hodnota SAR je dle směrnice ICNIRP a doporučení ES 2 W/kg pro jakýchkoli 10 g souvislé tkáně, podle australské normy je to pro jakýchkoli 10 g souvislých tkání ve tvaru krychle. Podle ANSI/IEEE standardu je maximální hodnota SAR $1,6 \text{ W/kg}$ pro 1 g tkáně ve tvaru krychle. [7]

Hodnota specifické míry absorpce výkonu se dá vypočítat ze vztahu:

$$SAR = \frac{\sigma E_{\max}^2}{2\rho}, \quad (82)$$

kde E_{\max} je nejvyšší hodnota elektrického pole \mathbf{E} , σ je měrná vodivost a ρ je hustota lidské tkáně, ve které se měří intenzita elektrického pole.

Další možností výpočtu hodnoty specifické míry absorpce výkonu je vztah:

$$\frac{dT}{dt} = \frac{SAR}{C}, \quad (81)$$

kde $\frac{dT}{dt}$ je změna teploty tkáně T za dobu t a C je tepelná kapacita tkáně. Vlivem absorpce výkonu elektromagnetického pole dochází k oteplování lidské tkáně.

Specifickou míru absorpce způsobu jsem vypočítala pro všechny případy nasimulované v kapitolách 6.2.1 a 6.2.2. Pro dobu expozice trvající podle normy 6 minut.

6.2.3.1 Výpočet míry absorpce výkonu při umístění hlavy před trychtýřovou anténou

Nejprve jsem vypočítala míru absorpce výkonu pro $f = 1800 \text{ MHz}$ podle vztahu (81). Pro svůj výpočet jsem využila hodnotu ohřevu lidské tkáně za dobu 6 minut odečtenou z programu COMSOL Multiphysic $\frac{dT}{dt} = 0,000114K$, hodnotu tepelné kapacity lidské tkáně jsem použila z tabulky 6.1 pro kost ($C = 1300 \text{ J/kgK}$), protože právě ta byla nejvíce oteplena. Specifická míra absorpce výkonu tedy byla:

$$SAR = \frac{dT}{dt} C = 0,000114 \cdot 1300 = \underline{\underline{0,1482W / kg}}.$$

Dále jsem stejným způsobem vypočítala SAR pro $f = 900 \text{ MHz}$. Ohřev lidské tkáně odečtený z programu COMSOL Multiphysic byl v tomto případě $\frac{dT}{dt} = 0,000124K$, hodnota tepelné kapacity lidské tkáně zůstala stejná jako v předchozím případě. Po výpočtu jsem získala hodnotu SAR:

$$SAR = \frac{dT}{dt} C = 0,000124 \cdot 1300 = \underline{\underline{0,1612W / kg}}.$$

Obě vypočtené hodnoty s přehledem splňují normou danou hodnotu maximální míry absorpce výkonu 2 W/kg .

6.2.3.2 Výpočet míry absorpce výkonu při umístění tkáně mozku před trychtýřovou anténou

Podle vztahu (81) jsem také vypočítala míru absorpce výkonu při umístění tkáně mozku před trychtýřovou anténou. Ohřev mozku za 6 minut působení elektromagnetického pole o kmitočtu 1800 MHz odečtený z programu COMSOL

Multiphysic byl $\frac{dT}{dt} = 0,000105K$, tepelná kapacita tkáně mozku odečtené z tabulky 6.1 byla $C = 3680 J/kgK$. Vypočtená míra absorpce výkonu byla:

$$SAR = \frac{dT}{dt} C = 0,000105 \cdot 3680 = \underline{\underline{0,3864W / kg}} .$$

Pro frekvenci 900 MHz byl ohřev odečtený z programu COMSOL Multiphysic $\frac{dT}{dt} = 0,000128K$. Tepelná kapacita zůstala stejná jako v předchozím případě. Specifická míra absorpce výkonu byla:

$$SAR = \frac{dT}{dt} C = 0,000128 \cdot 3680 = \underline{\underline{0,47104W / kg}} .$$

Obě vypočítané hodnoty opět bez problémů splňují normu.

6.2.3.3 Výpočet absorbovaného výkonu při umístění tkáně mozku ve vlnovodu

Jako poslední jsem vypočítala míru absorpce výkonu při umístění tkáně mozku ve vlnovodu. Pro frekvenci 1800 MHz byl ohřev tkáně za dobu 6 minut získaný z programu COMSOL Multiphysic $\frac{dT}{dt} = 0,000274K$ a tepelná kapacita tkáně odečtená z tabulky 6. 1 byla $C = 3680 J/kgK$. Specifická míra absorpce výkonu vypočtená podle vztahu (81) byla:

$$SAR = \frac{dT}{dt} C = 0,000274 \cdot 3680 = \underline{\underline{1,00832W / kg}} .$$

Pro výpočet SAR podle vztahu (80) jsem odečetla maximální hodnotu intenzity elektrického pole ve tkáni $E_{max} = 40,4V/m$ a z tabulky 6.1 jsem odečetla hustotu tkáně $\rho = 1030 kg/m^3$ a také její elektrickou vodivost $\sigma = 1,27S/m$ hodnota specifické míry absorpce výkonu vypočtená z tohoto vztahu byla:

$$SAR = \frac{\sigma E_{max}^2}{2\rho} = \frac{1,27 \cdot 32,832299^2}{2 \cdot 1030} = \underline{\underline{1,00623W / kg}} .$$

Stejně výpočty jsem provedla také pro frekvenci 900MHz, kdy byl ohřev tkáně $\frac{dT}{dt} = 0,000554K$ a maximální intenzita elektrického pole naměřená v lidské tkáni $E_{max} = 69 V/m$. Specifická míra absorpce výkonu získaná ze vztahu (81) byla:

$$SAR = \frac{dT}{dt} C = 0,000554 \cdot 3680 = \underline{\underline{2,03872W / kg}}$$

a hodnota SAR získaná ze vztahu (80):

$$SAR = \frac{\sigma E_{\max}^2}{2\rho} = \frac{0,86 \cdot 20,238885^2}{2 \cdot 1030} = \underline{\underline{1,9876W / kg}}.$$

Z výsledků je patrné, že tkáň mozku umístěná uvnitř vlnovodu se ohřívá mnohem více, než tkáň umístěná pouze před trychtýřovou anténou. Na frekvenci 900 MHz dokonce dochází při výpočtu ze vztahu (81) k přesažení limitu daného směrnici ICNIRP o 0,03872 W/kg. Z výsledků výpočtů při umístění hlavy před trychtýřovou anténou lze ale předpokládat, že při umístění celé hlavy do vlnovodu, k překročení směrnici dané hodnoty by nedošlo.

7 Závěr

Ve svojí bakalářské práci jsem se věnovala základům šíření elektromagnetického pole ve ztrátovém i bezztrátovém prostředí, základním typům antén používaným v mikrovlnné technice a principu metody konečných prvků.

V programu COMSOL Multiphysic jsem sestavila model šíření elektromagnetického pole ve vlnovodu a od trychtýřové antény. Hlavním cílem mojí práce bylo prověřit účinky elektromagnetického pole na lidskou tkáň. Proto byly vytvořeny další modely, které simulují ohřev tkáně vlivem elektromagnetického pole ve vlnovodu a také vlivem elektromagnetického pole vyzařovaného trychtýřovou anténou na frekvencích 900 MHz a 1800 MHz. Ze všech těchto modelů vyplývá, že oteplení lidské tkáně vlivem elektromagnetického pole je minimální.

Dále jsem se zabývala výpočtem specifické míry absorpce výkonu. Z výsledků uvedených v kapitole 6. 2. 3 vyplývá, že v podstatě u všech mnou vytvořených modelů nedochází k překročení mezní hodnoty specifické míry absorpce výkonu dané směrnicí ICNIRP 2 W/kg. Jedinou výjimku tvoří model šíření elektromagnetického pole ve vlnovodu při umístění tkáně mozku ve vlnovodu a frekvenci 900 MHz, kde byla tato hodnota překročena o 0,03872 W/kg. Vzhledem k tomu, že umístění samotného mozku ve vlnovodu je v reálné situaci velmi nepravděpodobné, není tato odchylka nijak podstatná. Ve skutečnosti je mozek totiž velice dobře odstíněn lebkou, jak je vidět z ostatních výsledků. Proto by hodnoty při umístění celé hlavy ve vlnovodu vyšly opět mnohem menší, než je limit povolený směrnicí ICNIRP. Navíc je patrné, že i při hodnotě specifické míry absorpce výkonu, která hraničí s maximální povolenou hodnotou, je ohřev lidské tkáně naprosto minimální a tato hodnota je stanovena s ohledem na naprostou bezpečnost osob pohybujících se v blízkosti zdroje elektromagnetického záření.

Seznam použité literatury

- [1] PROCHÁZKA, Miroslav. *ANTÉNY - encyklopedická příručka*. 3. rozš. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2005. 384 s. ISBN 80-7300-166-7.
- [2] MYSLÍK, Jiří. *Elektromagnetické pole - základy teorie*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 1998. 159 s. ISBN 80-86056-43-0.
- [3] RAIDA, Zbyněk. *Počítačové řešení komunikačních systémů*. Elektronické texty VUT Brno, 2008. 97 s.
- [4] DĚDEK, Libor, DĚDKOVÁ, Jarmila. *Elektromagnetismus*. 2. vyd. Brno: VUTIUM, 2000. 232 s. ISBN 80-214-1548-7.
- [5] SVÁČEK, Petr, MILOSLAV, Feistauer. *Metoda konečných prvků*. 1. vyd. Praha: ČVUT, 2006. 116 s. ISBN 80-01-03522-0.
- [6] SNÁŠEL, Jaroslav. *Mobilní záhady: tajemný údaj SAR*. Mobilmania [online]. 2007. Dostupný z WWW: <<http://www.mobilmania.cz/Autori/Mobilni-zahady-tajemny-udaj-SAR/sc-44-sr-1-a-1116722/default.aspx>>.
- [7] MOREGA, Mihaela, MOREGA, Al. M., MACHEDON, Alina. *3D FEM model for localised SAR estimate in human exposure*. In Emc europe . Barcelona, 2006. s. 301-306.
- [8] BARDASANO, J. L., et al. *New Device Against Non-Thermal Effects from Mobile Telephones*. In The Environmentalist., Nizozemsko, 2005. s. 257-263.
- [9] MOREGA, Mihaela, MACHEDON, Alina. *EMF penetration in biological tissue when exposed in the near field of a mobile phone antenna*.
- [10] ZAPLATÍLEK, Karel, DOŇAR, Bohuslav. *MATLAB pro začátečníky*. Hana Züglerová. 2. vyd. Praha : BEN - technická literatura, 2007. 152 s. ISBN 807300-175-6.
- [11] BERTRAM, John. *Measuring Specific Heat Capacity and Thermal Conductivity*. 25 s.

Seznam obrázků

Obrázek 2.1 Rozhraní dvou prostředí (inspirováno [4])	4
Obrázek 3.1 Mikropásková anténa s pravouhlým flíčkem	10
Obrázek 3.2 Štěrbínová anténa s pravouhlou štěrbinou na rovné vodivé desce	11
Obrázek 3.3 Soustava štěrbinových antén	11
Obrázek 3.4 Jehlanový tvar vyústění trychtýřové antény	12
Obrázek 3.5 Úhlopříčná diagonální trychtýřová anténa	13
Obrázek 3.6 Kuželová trychtýřová anténa	13
Obrázek 3.7 Drážkovaná trychtýřová anténa	13
Obrázek 3.8 Parabolická reflektorová anténa	14
Obrázek 3.9 Dipólová anténa	15
Obrázek 3.10 Vyzařovací diagram půlvlnného dipólu	16
Obrázek 3.11 Monopólová anténa	17
Obrázek 3.12 Šroubovicová anténa s meandrovými vodiči	18
Obrázek 3.13 Plochá anténa obrácené F na mobilním telefonu	19
Obrázek 3.14 Základní schéma antény obrácené F	19
Obrázek 4.1 Aproximace potenciálu $\Phi(x)$ funkcí $\Phi_a(x)$, inspirováno [4]	22
Obrázek 4.2 Lokální aproximace potenciálu na prvku pomocí lineárních funkcí, inspirováno [4]	23
Obrázek 5.1 Vlnovod nasimulovaný v programu COMSOL Multiphysic	28
Obrázek 5.2 Vlnovod nasimulovaný v programu COMSOL Multiphysic ve 3D	29
Obrázek 5.3 Rozložení elektrického pole nasimulované v programu COMSOL Multiphysics	30
Obrázek 6.1 Použitý model lidské hlavy inspirováno [9]	32
Obrázek 6.2 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy	33
Obrázek 6.3 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy	33
Obrázek 6.4 Rozložení intenzity elektrického pole za přítomnosti lidské hlavy před trychtýřovou anténou ($f = 1800$ MHz)	34
Obrázek 6.5 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy ($f = 900$ MHz, doba expozice 1s)	35
Obrázek 6.6 Ohřev lidské hlavy před trychtýřovou anténou, detail hlavy ($f = 900$ MHz, doba expozice 6 min)	35
Obrázek 6.7 Rozložení intenzity elektrického pole za přítomnosti lidské hlavy před trychtýřovou anténou ($f = 900$ MHz)	36
Obrázek 6.8 Ohřev tkáně lidského mozku před trychtýřovou anténou ($f = 1800$ MHz, doba expozice 6 min)	36
Obrázek 6.9 Ohřev tkáně lidského mozku před trychtýřovou anténou ($f = 900$ MHz, doba expozice 6 min)	37
Obrázek 6.10 Simulace vlnovodu s vloženou lidskou tkání při $f = 1800$ MHz a) ohřev lidské tkáně (doba expozice 1s), b) ohřev lidské tkáně (doba expozice 6 minut), c) průběh intenzity elektrického pole	37
Obrázek 6.11 Simulace vlnovodu s vloženou lidskou tkání při $f = 900$ MHz a) ohřev lidské tkáně (doba expozice 1s), b) ohřev lidské tkáně (doba expozice 6 minut), c) průběh intenzity elektrického pole	38

Seznam tabulek

Tabulka 6.1 Vlastnosti tkání lidské hlavy pro $f = 1800$ MHz [9], [11].....	32
Tabulka 6.2 Vlastnosti tkání lidské hlavy pro $f = 900$ MHz [9], [11].....	34