

SVEUČILIŠTE U SPLITU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Petra Rašić

**ANALITIČKI PRISTUP PROCJENI
IZLOŽENOSTI LJUDI POLJIMA SUSTAVA
ZA BEŽIČNI PRIJENOS ENERGIJE**

DOKTORSKI RAD

Split, 2025.

SVEUČILIŠTE U SPLITU
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE, STROJARSTVA I BRODOGRADNJE

Petra Rašić

*Analitički pristup procjeni izloženosti ljudi poljima
sustava za bežični prijenos energije*

DOKTORSKI RAD

Split, 2025.

Doktorska disertacija je izrađena na:

Zavodu za elektroniku i računarstvo, Katedri za radiokomunikacije,

Fakulteta elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje u Splitu.

Mentor: prof. dr. sc. Zoran Blažević

Rad br. yyy

PODACI ZA BIBLIOGRAFSKU KARTICU

Ključne riječi: elektromagnetska sigurnost, procjena izloženosti, analitička dozimetrija, Pocklingtonova integro-diferencijalna jednadžba, gustoća apsorbirane snage, inducirano električno polje, specifična razina apsorpcije.

Znanstveno područje: Tehničke znanosti

Znanstveno polje: Elektrotehnika

Znanstvena grana: Radiokomunikacije

Institucija na kojoj je rad izrađen: Sveučilište u Splitu, Fakultet elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje

Mentor rada: prof. dr. sc. Zoran Blažević

Broj stranica: 140

Broj slika: 66

Broj tablica: 35

Broj korištenih bibliografskih jedinica: 141

Povjerenstvo za ocjenu doktorske disertacije:

Povjerenstvo za obranu doktorske disertacije:

Disertacija obranjena dana: xx. mjesec 2025.

Analitički pristup procjeni izloženosti ljudi poljima sustava za bežični prijenos energije

Sažetak

S ubrzanim razvojem bežične tehnologije i povezanih komunikacijskih sustava, ljudi su sve više izloženi elektromagnetskim poljima generiranim ovim sustavima. Kako bi se osiguralo sigurno korištenje sustava za bežični prijenos energije, međunarodne regulativne institucije kontinuirano rade na točnoj procjeni učinaka tih polja te postavljanju granica izloženosti s ciljem zaštite zdravlja. Većina postojećih istraživanja koristi složene numeričke modele za procjenu izloženosti, no ti modeli su često vrlo zahtjevni u pogledu izračuna, skloniji pogreškama te zahtijevaju značajne računalne resurse.

Ova disertacija predstavlja analitički pristup modeliranju problema izloženosti ljudi elektromagnetskim poljima u bliskom polju, temeljen na aproksimaciji Pocklingtonove integro-diferencijalne jednadžbe i teoriji antena. Razvijen je pojednostavljeni analitički model koji omogućuje procjenu dozimetrijskih veličina, kao što su gustoća struje, inducirano električno polje, specifična razina apsorpcije (SAR) i gustoća apsorbirane snage (TPD). Razmatrani su različiti scenariji izloženosti, uključujući slobodni prostor, idealno vodljivo tlo i realno tlo, a rezultati su validirani usporedbom s numeričkim simulacijama.

Ovaj rad doprinosi području elektromagnetske dozimetrije razvojem pouzdanog analitičkog modela za proračun dozimetrijskih veličina na nižim radio frekvencijskim pojasevima ($f \leq 400$ MHz), s posebnim naglaskom na frekvencije do 50 MHz. Cilj istraživanja je kvantificirati razlike između pojednostavljenog analitičkog modela cilindra i sofisticiranih numeričkih modela, s fokusom na procjenu pogreški zbog aproksimacije tankih žica/cilindara.

Također, analitičke metode korištene su za poboljšanje efikasnosti sustava bežičnog prijenosa energije, smanjenje potrebnih računalnih resursa i ubrzanje izračuna u elektromagnetskim simulacijama. Ovaj rad proširuje razumijevanje izloženosti ljudi elektromagnetskim poljima i doprinosi razvoju modela prilagođenih budućim bežičnim tehnologijama.

Ključne riječi:

elektromagnetska sigurnost, procjena izloženosti, analitička dozimetrija, Pocklington-ova integro-diferencijalna jednadžba, gustoća apsorbirane snage, inducirano električno polje, specifična razina apsorpcije.

Analytical Approach for the Assessment of Human Exposure to Fields from Wireless Power Transfer Systems

Abstract

With the rapid development of wireless technology and related communication systems, people are increasingly exposed to electromagnetic fields generated by these systems. To ensure the safe use of wireless energy transfer systems, international regulatory bodies continuously work on accurately assessing the effects of these fields and setting exposure limits to protect human health. Most existing research relies on complex numerical models for exposure assessment, but these models are often computationally demanding, prone to errors, and require significant computational resources.

This dissertation presents an analytical approach to modeling the problem of human exposure to electromagnetic fields in the near field, based on the approximation of Pocklington's integro-differential equation and antenna theory. A simplified analytical model has been developed that allows for the estimation of dosimetric quantities, such as current density, induced electric field, specific absorption rate (SAR), and transmitted power density (TPD). Various exposure scenarios were considered, including free space, perfectly conducting ground, and realistic ground, and the results were validated by comparison with numerical simulations.

This thesis contributes to the field of electromagnetic dosimetry by developing a reliable analytical model for the calculation of dosimetric quantities at the lower radio-frequency bands ($f \leq 400$ MHz), with a particular focus on frequencies up to 50 MHz. The goal of this research is to quantify the differences between a simplified cylindrical analytical model and sophisticated numerical models, focusing on the assessment of errors due to the approximation of thin wires/cylinders.

Furthermore, analytical methods are employed to enhance the efficiency of wireless energy transfer systems, reduce the need for large computational resources, and accelerate calculations in electromagnetic simulations. This work expands the understanding of human exposure to electromagnetic fields and contributes to the development of exposure models tailored to future wireless communication technologies.

Keywords:

electromagnetic safety, exposure assessment, analytical dosimetry, Pocklington's integro-differential equation, absorbed power density, induced electric field, specific absorption level.

Zahvala

Dovršetak ovog doktorskog rada označava kraj jednog poglavlja, ali i početak novog – poglavlja ispunjenog stečenim znanjem, dragocjenim iskustvima i osobnim rastom. Njegova realizacija ne bi bila moguća bez podrške, znanja i motivacije koje sam primila od iznimnih pojedinaca kojima dugujem duboku zahvalnost.

Prije svega, želim izraziti svoju iskrenu zahvalnost mentoru, **prof. dr. sc. Zoranu Blaževiću**, na njegovoj stručnosti, znanju i vodstvu. Posebno sam zahvalna na njegovoj izuzetnoj strpljivosti, koja se očitovala u spremnosti da više puta objašnjava složene koncepte i usmjerava me kroz prepreke. Njegova spremnost da odgovori na sva moja pitanja te pruži mi podršku i motivaciju bila je ključna za dovršetak ovog rada.

Zahvaljujem se i **profesorima Maji, Draganu i Vicku** na iznimno korisnim savjetima i konstruktivnim kritikama koje su obogatile ovo istraživanje. Njihova stručnost i povratne informacije bile su iznimno vrijedne u oblikovanju ovog istraživanja, a njihova spremnost da podijele svoje znanje i iskustvo neizmjerno je doprinijela kvaliteti mog rada.

Posebnu zahvalnost dugujem **svojim roditeljima**, koji su kroz sve ove godine bili moj najveći oslonac, pružajući mi neizmernu ljubav, razumijevanje i podršku. Njihova vjera u mene nikada nije posustala, čak ni u najizazovnijim trenucima, a njihova nesebična žrtva omogućila mi je da slijedim svoje ambicije. **Mom bratu Karlu** hvala na podršci, motivaciji i svim onim malim, ali značajnim trenucima koji su mi pomogli da izdržim i ostanem usmjerena na cilj.

Na kraju, ali jednako važno, hvala mojoj **prijateljici Mateji**, koja je uvijek bila tu kad je trebalo – za razgovor, savjet, motivaciju ili samo osmijeh u teškim trenucima.

Ovaj rad je posvećen svima vama. Hvala vam od srca što ste bili dio ovog putovanja!

Sadržaj

Sažetak.....	v
Abstract	vi
Zahvala.....	viii
Sadržaj.....	x
Popis tablica	xii
Popis ilustracija	xiv
Popis kratica	xvii
1. UVOD	1
1.1. Kratki pregled dosadašnjih istraživanja.....	2
1.2. Znanstveni doprinos	10
1.3. Organizacija disertacije	13
2. METODE ISTRAŽIVANJA	16
2.1. Fundamentalna analiza električki malih antena	16
2.2. Teorija spregnutih modova.....	19
2.2.1. Frekvencijsko razdvajanje.....	20
2.3. Teorija strujnih krugova	21
2.4. Kritično sprezanje.....	23
2.5. Konjugirano-kompleksno prilagođenje	24
2.6. Teorija sfernih modova	24
2.7. Matrica raspršenja antene	26
2.8. Granična frekvencija sustava.....	28
3. UČINCI EM POLJA I SMJERNICE ZA ZAŠTITU OD PREKOMJERNE IZLOŽENOSTI	30
3.1. Biološki učinci EM polja.....	30
3.2. Definicija dozimetrijskih veličina	32
3.3. Smjernice za zaštitu od EM polja u Republici Hrvatskoj	33
4. ELEKTROMAGNETSKO MODELIRANJE LJUDSKOG TIJELA	38
4.1. Modeli ljudskog tijela.....	39
4.2. Dielektrična svojstva tkiva	40

4.3. EM modeli tijela na niskim frekvencijama u dalekom polju	40
4.3.1. Cilindrični modeli ljudskog tijela za proračun aksijalnih struja	41
4.3.2. Pristup preko Pocklington-ove integro-diferencijalne jednadžbe	41
4.3.3. Približni Hallenov integralni model ljudskog tijela	45
4.3.4. Višežičani model ljudskog tijela	46
4.3.5. Disk-model ljudskog tijela za proračun kružnih struja u čovjeku	47
4.3.6. Elipsoidni model ljudskog tijela.....	50
4.3.7. Realistični modeli ljudskog tijela.....	52
5. ELEKTROMAGNETSKO MODELIRANJE LJUDSKOG TIJELA IZLOŽENOG ZRAČENJU SUSTAVA ZA BEŽIČNI PRIJENOS ENERGIJE U BLISKOM POLJU	56
5.1. Analitička formulacija – upadno električno polje	56
5.1.1. Električni i magnetski dipol u slobodnom prostoru	56
5.2. Aproksimativno analitičko rješenje Pocklington-ove jednadžbe za struju	58
5.3. Dozimetrijske veličine.....	60
5.4. Rezultati usporedbe analitičkog modela s numeričkim modelima.....	61
5.4.1. Slučaj magnetskog dipola u slobodnom prostoru.....	62
5.4.2. Slučaj magnetskog točkastog izvora u slobodnom prostoru	66
5.4.3. Slučaj utjecaja WPT odašiljača (električnog dipola) na obližnje objekte od tanke žice u slobodnom prostoru	76
5.4.4. Slučaj utjecaja električnog dipola utjecaja na vertikalni cilindar iznad realne zemlje	81
5.4.5. Slučaj utjecaja električnog dipola na horizontalni cilindar iznad realne zemlje	87
5.5. Proračun zraženog polja WPT sustava u slobodnom prostoru WPT sustav u slobodnom prostoru	93
5.5.1 Slučaj utjecaja WPT sustava na vertikalni cilindar u slobodnom prostoru....	94
5.6. Usporedba rezultata i smjernice	103
6. ZAKLJUČAK I PRIMJENA	107
LITERATURA	108
PRILOG A	116
PRILOG B.....	117
PRILOG C	117
Životopis	118
Curriculum Vitae	119

Popis tablica

Tablica 3.1 Međudjelovanje EM polja i ljudskog tijela [12].	34
Tablica 3.2 Granične vrijednosti SAR-a po izloženim dijelovima tijela za opću populaciju [11].	36
Tablica 3.3 Granične razine za E i B za populaciju pojačane osjetljivosti [11].	36
Tablica 3.4 Granične razine za E i B za opću populaciju [11].	36
Tablica 3.5 Granične razine za E i B za radnike [11].	36
Tablica 5.1 Usporedba maksimalne vrijednosti inducirane gustoće struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ s ICNIRP preporukama [12].	65
Tablica 5.2 Usporedba maksimalne vrijednosti inducirano električnog polja E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ s ICNIRP preporukama [12].	65
Tablica 5.3 Usporedba vršnih vrijednosti inducirane gustoće struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].	70
Tablica 5.4 Usporedba vršnih vrijednosti inducirane gustoće struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].	70
Tablica 5.5 Usporedba vršnih vrijednosti inducirano električnog polja E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].	71
Tablica 5.6 Usporedba vršnih vrijednosti inducirano električnog polja E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].	71
Tablica 5.7 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].....	71
Tablica 5.8 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].	72
Tablica 5.9 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].....	72
Tablica 5.10 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].	72
Tablica 5.11 RMSE za gustoću struje J u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$	73
Tablica 5.12 RMSE za gustoću struje J u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$	73
Tablica 5.13 RMSE za inducirano električno polje E_{in} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$	73
Tablica 5.14 RMSE za inducirano električno polje E_{in} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$	74
Tablica 5.15 RMSE za SAR_{10g} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$	74
Tablica 5.16 RMSE za SAR_{10g} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$	75
Tablica 5.17 RMSE za SAR_{WB} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$	75
Tablica 5.18 RMSE za SAR_{WB} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$	75
Tablica 5.19 Vršne vrijednosti struje I_{max} duž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$.	81

<i>Tablica 5.20 RMSE analitičkih, ravnih val i King rezultata u usporedbi s 4Nec2 modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	81
<i>Tablica 5.21 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [2].</i>	86
<i>Tablica 5.22 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [2].</i>	87
<i>Tablica 5.23 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [12].</i>	92
<i>Tablica 5.24 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [12].</i>	92
<i>Tablica 5.25 Karakteristike ljudskog mišićnog tkiva na definiranoj frekvenciji [131].</i>	96
<i>Tablica 5.26 Geometrija kružne petlje.</i>	96
<i>Tablica 5.27 Karakteristike antene u slobodnom prostoru.</i>	96
<i>Tablica 5.28 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} uzduž modela ljudskog tijela vertikalno postavljenog i ICNIRP preporuka [12].</i>	98
<i>Tablica 5.29 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} uzduž modela ljudskog tijela vertikalno postavljenog i ICNIRP preporuka [12].</i>	98
<i>Tablica A.1 Usporedba srednje vrijednosti integrala Green-ove funkcije u Matlab-u i korištene aproksimacije ψ.</i>	116

Popis ilustracija

<i>Slika 2.1 Chu sfera električki male antene</i>	17
<i>Slika 2.2 Ekvivalentna shema električki malih antena.</i>	17
<i>Slika 2.3 Spregnuti rezonatori.....</i>	20
<i>Slika 2.4 Ekvivalentna shema sustava dviju spregnutih kratkih petlji [55].</i>	21
<i>Slika 2.5 Ekvivalentna shema sustava bežičnog prijenosa snage između dviju antena.</i>	24
<i>Slika 2.6 S matrica antene.....</i>	27
<i>Slika 3.1 Dubina prodiranja EM energije u ovisnosti o frekvenciji [83].</i>	31
<i>Slika 4.1 Cilindrični model ljudskog tijela [79].</i>	41
<i>Slika 4.2 Ekvivalentna struja u osi cilindra [79].</i>	44
<i>Slika 4.3 Ekvivalentni višežičani model ljudskog tijela s rukama odvojenim od tijela [79]. ...</i>	47
<i>Slika 4.4 Trup tijela modeliran kao disk od homogenog materijala [79].</i>	48
<i>Slika 4.5 Površina S s pripadnom konturom C [79].</i>	49
<i>Slika 4.6 Integracija po poprečnom presjeku diska [79].</i>	50
<i>Slika 4.7 Elipsoidna aproksimacija ljudskog tijela [79].</i>	51
<i>Slika 4.8 Rotacijsko-simetrični model tijela s podpodručjima [79].</i>	54
<i>Slika 4.9 Područje proračuna s pripadnim rubnim uvjetima [79].</i>	55
<i>Slika 5.1 Idealan električni/magnetski točkasti izvor i cilindar u bliskom polju iznad tla (2D prikaz u upadnoj ravnini) u slučaju (a) vertikalno, (b) horizontalno postavljenog cilindričnog modela ljudskog tijela.</i>	56
<i>Slika 5.2 Modeliranje dipola u bliskom polju.</i>	57
<i>Slika 5.3 (a) Pojednostavljeni cilindrični model ljudskog tijela, (b) realistični model ljudskog tijela u slobodnom prostoru i odašiljač na frekvenciji $f = 6,78 \text{ MHz}$.</i>	63
<i>Slika 5.4 Inducirana gustoća struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p1} = 30 \text{ cm}$....</i>	63
<i>Slika 5.5 Inducirana gustoća struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$....</i>	64
<i>Slika 5.6 Inducirano električno polje E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p1} = 30 \text{ cm}$....</i>	64
<i>Slika 5.7 Inducirano električno polje E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$....</i>	65
<i>Slika 5.8 Rasprodjela gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	67
<i>Slika 5.9 Rasprodjela gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ i(a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	68
<i>Slika 5.10 Rasprodjela gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p3} = 150 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	68
<i>Slika 5.11 Rasprodjela gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p4} = 220 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	68
<i>Slika 5.12 Rasprodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.....</i>	69

<i>Slika 5.13 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	69
<i>Slika 5.14 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p3} = 150 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	69
<i>Slika 5.15 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p4} = 220 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	70
<i>Slika 5.16 Objekt s gubitcima u slobodnom prostoru i odašiljač na frekvenciji $f = 13,56 \text{ MHz}$.</i>	77
<i>Slika 5.17 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p1} = 30 \text{ cm}$.</i>	78
<i>Slika 5.18 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p2} = 60 \text{ cm}$.</i>	78
<i>Slika 5.19 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p3} = 100 \text{ cm}$.</i>	79
<i>Slika 5.20 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p4} = 150 \text{ cm}$.</i>	79
<i>Slika 5.21 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p5} = 220 \text{ cm}$.</i>	80
<i>Slika 5.22 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p6} = 400 \text{ cm}$.</i>	80
<i>Slika 5.23 (a) Pojednostavljeni cilindrični model ljudskog tijela, (b) realistični model ljudskog tijela iznad realne zemlje.</i>	82
<i>Slika 5.24 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	82
<i>Slika 5.25 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	83
<i>Slika 5.26 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	83
<i>Slika 5.27 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	84
<i>Slika 5.28 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	84
<i>Slika 5.29 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	85
<i>Slika 5.30 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	85
<i>Slika 5.31 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	86
<i>Slika 5.32 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 35 \text{ cm}$ u slučaju (a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	88
<i>Slika 5.33 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 65 \text{ cm}$ u slučaju (a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	89

<i>Slika 5.34 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 35 \text{ cm}$ u slučaju (a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.....</i>	90
<i>Slika 5.35 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 65 \text{ cm}$ u slučaju (a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.....</i>	91
<i>Slika 5.36 Nadomjesna shema WPT sustava dviju antena u slobodnom prostoru.</i>	94
<i>Slika 5.37 Kružna petlja (2D prikaz).</i>	95
<i>Slika 5.38 WPT sustav u slobodnom prostoru u slučaju (a) cilindričnog modela, (b) realističnog modela ljudskog tijela.</i>	95
<i>Slika 5.39 PTE WPT sustava dviju zavojnica na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti d (udaljenost od centra odašiljačke do centra prijemne antene).</i>	96
<i>Slika 5.40 PTE WPT sustava dviju zavojnica na $f = 86,33 \text{ MHz}$ i udaljenosti d (udaljenost od centra odašiljačke do centra prijemne antene).</i>	97
<i>Slika 5.41 Usporedba vrijednosti SARWB uzduž modela ljudskog tijela za promatrani položaj tijela između T_x i R_x.</i>	97
<i>Slika 5.42 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a1} = 30 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.</i>	99
<i>Slika 5.43 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a1} = 30 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	99
<i>Slika 5.44 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.</i>	100
<i>Slika 5.45 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela modela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	100
<i>Slika 5.46 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a1} = 30 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.</i>	101
<i>Slika 5.47 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a1} = 30 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	101
<i>Slika 5.48 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.</i>	102
<i>Slika 5.49 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.</i>	102
<i>Slika A.1 Usporedba vrijednosti integrala Green-ove funkcije u Matlab-u i korištene aproksimacije $\psi(l) = 2\ln(L/a)$.....</i>	116

Popis kratica

KRATICA	ENGLESKI NAZIV	HRVATSKI NAZIV
BEM	boundary element method	metoda rubnih elemenata
BMI	body mass index	indeks tjelesne mase
BR	basic restrictions	osnovna ograničenja
CMS	compact microstrip antenna	kompaktna mikrotrakasta antena
CMT	coupled mode theory	teorija spregnutih modova
ELF	extremely low frequency	izuzetno niska frekvencija
EM	electromagnetic	elektromagnetski
EMC	electromagnetic compatibility	elektromagnetska kompatibilnost
ESA	electrically small antenna	električki mala antena
EV	electric vehicles	električna vozila
LF	low frequency	niske frekvencije
FCC	federal communication commission	savezna komisija za komunikacije
FDM	finite difference method	metoda konačnih diferencija
FDTD	finite difference time domain	metoda konačnih razlika u vremenskom području
FEM	finite element method	metoda konačnih elemenata
FVM	finite volume method	metoda konačnih volumena
HF	high frequency	visoka frekvencija
ICNIRP	International Commission On Non-Ionizing Radiation Protection	međunarodna komisija za zaštitu od neionizirajućeg zračenja
IEEE	Institute Of Electrical And Electronics Engineers	institut inženjera elektrotehnike i elektronike
IT'IS	Information Technologies in Society	informacijske tehnologije u društvu
IR	infra red	infracrveno
ISM	industrial, scientific and medical	industrijski,znanstveni i medicinski
MF	middle frequency	srednje frekvencije
MOM	method of moments	metoda momenata
PDJ	particular differential equation	parcijalne diferencijalne jednadžbe
PEC	perfectly electrically conducting	električki idealno vodljiv
PTE	power transfer efficiency	efikasnost prijenosa snage

RF	radio frequency radio	radio frekvencija
RFID	radio frequency identification	radio frekvencijska identifikacija
SAR	specific absorption rate	specifična brzina apsorpcije
SSM	Swedish Radiation Safety Authority	švedska agencija za zaštitu od zračenja
TPD	transmitted power density	gustoća prenesene snage
UV	ultra violet	ultraljubičasto
VLF	verly low frequency	vrlo niska frekvencija
WHO	World Health Organization	svjetska zdravstvena organizacija
WPT	wireless power transfer	bežični prijenos snage

1. UVOD

Elektromagnetski (EM) valovi su tip valova koji se sastoje od međusobno povezanih električnih i magnetskih polja koja osciliraju i šire se kroz prostor. Ovi valovi tvore elektromagnetski spektar (EMS), koji obuhvaća različite frekvencije, uključujući radiovalove, mikrovalove, infracrvene (IR) valove, vidljivu svjetlost, ultraljubičaste (UV) zrake, rendgenske (X) zrake i gama (γ) zračenje. EM valovi šire se kroz prostor bez potrebe za materijalnim medijem, poput zraka ili vode. Njihova upotreba je široka, a primjene obuhvaćaju bežične komunikacije, radijske i televizijske prijenose, medicinske dijagnostičke uređaje, mikrovalne pećnice, radar, satelitske komunikacije i mnoge druge tehnološke i znanstvene sustave.

Razvoj radija je složena povijest ispunjena brojnim inovacijama i borbama za patentna priznanja. James Clerk Maxwell je 1864. predvidio postojanje EM valova, a njihovo postojanje dokazali su H. Hertz i O. Lodge, postavljajući temelj za razvoj radija. Iako nije sam generirao niti primio radio valove, njegova je teorija bila ključna za kasnije eksperimente [1]. Heinrich Hertz je 1888. godine pružio prvi eksperimentalni dokaz o postojanju EM valova. Njegovi su eksperimenti omogućili daljnji razvoj radio tehnologije, premda Hertz nije bio praktičnu primjenu svog rada [1]. Nikola Tesla je između 1891. i 1898. razvijao uređaje za generiranje visokofrekveničkih (HF) struja i visokih radio-frekveničkih (RF) napona te demonstrirao rezonantni bežični prijenos energije. Na prezentaciji 1893. godine pokazao je sustave koji su sadržavali sve elemente modernih radio odašiljača. 1898. godine Tesla je demonstrirao bežično upravljanje brod, što je bilo prvo korištenje radio kontroliranih uređaja uz korištenje digitalne tehnologije [1].

Oliver Lodge je 1898. uveo koncept sintonskog ugađanja, omogućivši selektivni prijem određenih radio signala, koncept koji je kasnije prodan Marconiju [1]. Jagadis Chunder Bose je 1901. godine razvio prvi poluvodički detektor, rani oblik fotonaponske ćelije. Iako nije komercijalizirao svoje izume, njegov rad imao je značajan utjecaj na daljnji razvoj radijske tehnologije [1]. John Ambrose Fleming izumio je 1904. dvopolni vakuumski diodni ventil, što je poboljšalo prijem i detekciju radio signala. Lee De Forest je 1907. razvio triodni ventil, omogućivši pojačavanje radio signala, ključno za razvoj radiokomunikacija [1]. Edwin H. Armstrong uveo je između 1913. i 1930. regenerativni krug i superheterodinski prijemnik, što je značajno poboljšalo prijem radio signala. Godine 1930. izumio je FM prijemnik, omogućivši prijenos visokokvalitetnog zvuka bez statičkih smetnji [1].

Nakon ovih početnih izuma, radio je brzo evoluirao u ključan medij za komunikaciju, zabavu i informiranje. Komercijalne radio postaje pojavile su se 1920-ih, a do 1930-ih radio je postao sastavni dio života u mnogim domovima. Radovi i patenti umova poput Tesle, Marconija, Lodgea, Bosea, Fleminga i De Foresta postavili su temelje za modernu radiokomunikaciju. Njihovi doprinosi omogućili su razvoj tehnologija poput bežične komunikacije i emitiranja zvuka i slike.

Bežični prijenos energije (WPT) koristi EM valove za prijenos energije između uređaja. Ova tehnologija sve je popularnija i koristi se u raznim područjima, uključujući bežično punjenje mobilnih uređaja, električnih vozila (EV) i medicinskih uređaja. Povijest WPT-a bogata je ključnim inovacijama. Krajem 19. stoljeća Nikola Tesla proveo je pionirske eksperimente s rezonantnim induktivnim povezivanjem, istražujući koncept bežičnog prijenosa energije. Njegovi eksperimenti s visokofrekveničkim strujama doveli su do stvaranja Tesla zavojnica, što je demonstriralo mogućnost bežičnog prijenosa električne energije na kratkim i srednjim udaljenostima.

Praktične primjene WPT-a pojavile su se sredinom 20. stoljeća. Godine 1958. William C. Brown predstavio je prijenos mikrovalne energije, s potencijalnim primjenama u satelitima za solarnu energiju. Radiofrekvencijska identifikacija (RFID) također je ključan primjer primjene WPT-a. Tijekom 1960-ih, istraživači poput Charlesa Waltona postavili su temelje za RFID tehnologiju, pridonoseći daljnjoj evoluciji bežičnog prijenosa energije. Do kraja 20. i početka 21. stoljeća bežično punjenje postalo je standard za potrošačku elektroniku. Prvi bežični punjač pod Qi standardom predstavljen je 2008. godine, omogućujući interoperabilnost među uređajima različitih proizvođača. EV postala su ključna primjena, s inovacijama poput induktivnih punjača koji omogućuju punjenje bez fizičkih veza.

Bežični prijenos energije na male udaljenosti uključuje induksijsko i rezonantno induksijsko povezivanje te kapacitivnu spregu. Indukcijskim povezivanjem prijenos energije moguće je na svega nekoliko centimetara, dok rezonantno induksijsko povezivanje omogućuje prijenos i na nekoliko metara. Ova tehnologija koristi se za napajanje uređaja poput kućanskih aparata, mobitela, tableta i senzora. S napretkom tehnologije, mogli bismo svjedočiti bežičnom napajaju svih električnih uređaja u kućanstvima.

Razvojem ove tehnologije raste zabrinutost o potencijalnim štetnim učincima EM polja. Iako ovo zračenje spada u skupinu neionizirajućeg zračenja, javnost ostaje oprezna. Neionizirajuće zračenje nema dovoljno energije za uklanjanje elektrona iz atoma, ali može uzrokovati biološke učinke. Međunarodna komisija za zaštitu od neionizirajućeg zračenja (ICNIRP) postavlja smjernice o maksimalnim dopuštenim razinama izloženosti kako bi se osigurala zaštita zdravlja ljudi. Institut inženjera elektrotehnike i elektronike (IEEE) također daje doprinos standardizaciji i sigurnosti u području EM kompatibilnosti.

Istraživanja o učincima WPT-a na ljudsko zdravlje nastavljaju se, s posebnim fokusom na toplinske učinke i SAR, koji mjeri brzinu apsorpcije energije u tijelu. Međunarodne smjernice, poput onih koje je postavio Savezna komisija za komunikacije (FCC) pomažu u regulaciji sigurnosti. Unatoč trenutnim istraživanjima, konsenzus je da WPT unutar uspostavljenih sigurnosnih smjernica ne predstavlja opasnost za javno zdravlje. Ipak, kako se tehnologija razvija, važno je nastaviti pratiti nove rezultate istraživanja i sigurnosne aspekte ovih sustava.

1.1. Kratki pregled dosadašnjih istraživanja

Povijest i razvoj WPT sustava obuhvaća niz ključnih istraživača i inovacija koje su značajno utjecale na napredak ove tehnologije. Evo pregleda tih sustava i njihovih doprinosa:

- Nikola Tesla predložio je tehnologiju te ostvario je značajan napredak u području bežičnog prijenosa energije u svom New York laboratoriju 90-tih godina XIX. stoljeća te potom u Colorado Springsu između 1899. i 1900. godine [2]. Kroz eksperimentiranje s visokofrekvenčnim električnim poljima i upotrebu Tesla zavojnica, istraživao je prijenos energije na male, srednje i velike udaljenosti. Njegovi eksperimenti pokazali su mogućnost stvaranja kontinuiranih EM valova koji se šire kroz prostor, čime je postavio temelje za budući razvoj radijske tehnike.
- U [3] predstavljena je teorija spregnutih modova (CMT) koja pruža ključni uvid u interakciju između dvaju rezonantnih sustava. Ova teorija objašnjava način na koji se energija može prenositi između EM sustava koji su magnetski povezani ili rezonantno usklađeni. Razumijevanje ove teorije omogućilo je dizajn i optimizaciju sustava za bežični prijenos energije, čime se omogućava analiza i predviđanje efikasnosti prijenosa

u sustavima s rezonantnim induktivnim vezama.

- Na temelju CMTa u [4] istražuju prijenos energije putem rezonantnih induktivnih veza, omogućujući učinkovit prijenos energije na većim udaljenostima. Ovaj pristup pokazuje kako prijenos na rezonantnoj frekvenciji može značajno poboljšati efikasnost i domet bežičnog prijenosa energije, što predstavlja značajan napredak u ovoj tehnologiji.
- Korištenjem magnetski povezanih rezonatora na temelju teorije strujnih krugova, u [5] analizira se bežični prijenos energije koristeći rezonatore povezane magnetskim vezama. Proučavanje prilagodbe dometa prijenosa energije pruža uvid u poboljšanje efikasnosti sustava putem prilagodbe raspona prijenosa i dizajna, što je ključno za različite primjene.
- Dizajn malih antena za prijenos energije u bliskom polju iz [6] fokusira se na razvoj učinkovitih sustava bežičnog prijenosa na kratkim udaljenostima. Ova istraživanja su važna za primjenu u uređajima gdje je prostor ograničen i gdje je potrebna visoka gustoća snage.
- U [7] se analiziraju temeljni aspekti elektromagnetskog međudjelovanja u bliskom polju između malih antena za bežični prijenos energije, oslanjajući se na teoriju antena koja uključuje analizu zračenja, impedancije, dijagrame zračenja i međusobne sprege antena, dok se u [8] istražuje korištenje rezonantnog prijenosa energije u bliskom polju s ciljem proučavanja fenomena kao što je frekvencijsko razdvajanje. Analizom ovih fenomena pruženi su novi uvidi u optimizaciju dizajna antena, što može poboljšati efikasnost prijenosa energije.
- Sustavi za usklađivanje impedancije u [9] [10] istražuju načine za poboljšanje efikasnosti i pouzdanosti bežičnog prijenosa energije. Usklađivanje impedancije ključno je za postizanje robusnih i učinkovitih sustava, pomažući u održavanju stabilnosti prijenosa i minimiziranju gubitaka.

U bežičnim sustavima za prijenos energije, posebno onima koji koriste radijske valove ili mikrovalove za prijenos energije na većim udaljenostima, može doći do neželenog odašiljanja dijela zračene EM energije u okolni prostor. U takvim slučajevima, dozimetrija može biti važna za praćenje i kontrolu razina zračenja kako bi se osigurala sigurnost korisnika i okoline. Na primjer, u sustavima za bežično napajanje koji koriste radijske frekvencije (RF), dozimetrija može pomoći u praćenju razina EM polja i osigurati da ne prelaze sigurne granice. Analitički pristup dozimetriji u sustavima za bežični prijenos energije uključuje detaljnu analizu i evaluaciju zračenja koje ovi sustavi generiraju, s ciljem optimizacije efikasnosti prijenosa energije i osiguravanja sigurnosti korisnika i okoline, a obično uključuje nekoliko ključnih koraka:

- **Definiranje parametara sustava:** Prvi korak je definiranje karakteristika sustava za bežični prijenos energije, kao što su frekvencija signala, snaga privedena snaga odašiljaču, vrsta antene i udaljenost između antene i izloženih ljudi.
- **Izračunavanje polja:** Koristi se teorijski model EM polja za izračunavanje jakosti polja u području koje obuhvaća ljude. Ovisno o složenosti sustava, ovo može uključivati analitičke izračune ili numeričke simulacije pomoću softverskih alata kao što su simulacijski programi.

- **Identifikacija izloženih područja:** Na temelju izračunatih polja određuju se područja u kojima bi ljudi mogli biti izloženi EM poljima. Ovo uključuje procjenu udaljenosti i položaja ljudi u odnosu na izvor energije.
- **Usporedba s regulatornim standardima:** Izračunata polja uspoređuju se s regulatornim standardima za izloženost EM poljima, kao što su smjernice Svjetske zdravstvene organizacije (WHO) ili lokalni zakoni i propisi.
- **Procjena rizika:** Na temelju rezultata usporedbe s regulatornim standardima, procjenjuje se razina rizika za izložene ljudi. Ako su izračunata polja unutar prihvatljivih granica prema standardima, rizik je obično smatrana niskim. Međutim, ako su izračunata polja iznad regulatornih ograničenja, mogu se poduzeti mјere za smanjenje izloženosti ili dodatna istraživanja kako bi se bolje razumjeli potencijalni rizici.

Ovaj analitički pristup omogućuje razumijevanje potencijalnih rizika za zdravlje ljudi koji su izloženi EM poljima iz sustava za bežični prijenos energije te omogućuje donošenje informiranih odluka o sigurnosti i upravljanju rizicima. U području EM dozimetrije, analitičko modeliranje koristi se za predviđanje distribucije EM polja i njegovih interakcija s biološkim tkivima. Evo pregleda ključnih aspekata:

- **Osnovne jednadžbe elektromagnetizma:** Analitički modeli temelje se na osnovnim jednadžbama koje opisuju EM polja, poput Maxwellovih jednadžbi. Ove jednadžbe opisuju kako se električna i magnetska polja šire i međudjeluju s materijalima.
- **Svojstva tkiva:** Za precizno modeliranje EM dozimetrije važno je razumjeti električna svojstva bioloških tkiva. Ta svojstva uključuju vodljivost, permitivnost i permeabilnost, koje mogu varirati s frekvencijom i vrstom tkiva.
- **Granični uvjeti:** Analitički modeli definiraju granice sustava koji se proučava, poput oblika i sastava bioloških tkiva, kao i vanjskih izvora EM zračenja.
- **Numeričke metode:** Analitičke tehnike često uključuju rješavanje parcijalnih diferencijalnih jednadžbi (PDJ) koje su izvedene iz Maxwellovih jednadžbi. Različite numeričke metode, poput metoda konačnih razlika (FDM), metoda konačnih elemenata (FEM) ili integralnih metoda, koriste se za rješavanje tih jednadžbi.
- **Metrike dozimetrije:** Glavni cilj EM dozimetrije je procijeniti izloženost bioloških tkiva EM poljima. Ključne metrike uključuju SAR koja kvantificira stopu kojom se energija apsorbira u tkivima, te jakost električnog polja, koja pokazuje intenzitet polja.
- **Validacija i provjera:** Analitički modeli moraju se validirati i provjeriti na temelju eksperimentalnih podataka kako bi se osigurala njihova točnost i pouzdanost. To često uključuje usporedbu simuliranih rezultata s mјerenjima dobivenim iz studija s fantomima ili stvarnih scenarija izloženosti (ukoliko je moguće).
- **Primjene:** Analitičko modeliranje u EM dozimetriji ima različite primjene, uključujući procjenu izloženosti ljudi EM zračenju iz izvora poput mobilnih telefona, bežičnih komunikacijskih uređaja i medicinske opreme za snimanje.

- **Regulatorna usklađenost:** Analitički modeli imaju ključnu ulogu u uspostavljanju sigurnosnih smjernica i standarda za izloženost ljudi EM poljima. Regulatorna tijela koriste ove modele za procjenu usklađenosti sa sigurnosnim granicama i za razvoj smjernica koje štite javno zdravlje.

Općenito, analitičko modeliranje u EM dozimetriji je multidisciplinarno područje koje kombinira principe fizike, inženjerstva i biologije kako bi se procijenili i ublažili potencijalni zdravstveni rizici povezani s izlaganjem EM zračenju. U području EM dozimetrije, analitički i numerički rezultati često se koriste zajedno kako bi se osigurala pouzdanost i točnost procjena izloženosti EM poljima. Analitički pristupi mogu pružiti brze i jednostavne rezultate, često u obliku zatvorenih matematičkih izraza, koji se mogu koristiti za procjenu izloženosti EM poljima. Međutim, analitički modeli obično uključuju pojednostavljene pretpostavke i idealizacije, što može rezultirati manjom preciznošću u odnosu na stvarne uvjete. S druge strane, numerički pristupi, poput FDM, FEM ili metode konačnih volumena (FVM), omogućuju detaljno modeliranje složenih geometrija i materijala te realnih uvjeta izloženosti. Numerički modeli mogu pružiti visoku razlučivost i preciznost, ali zahtijevaju više računalnih resursa i vremena za izvođenje. Usporedba analitičkih i numeričkih rezultata može biti korisna kako bi se provjerila valjanost analitičkih pretpostavki i validirala točnost numeričkih modela. Integracija oba pristupa može pružiti sveobuhvatniji uvid u EM dozimetriju, kombinirajući brzinu i jednostavnost analitičkih modela s detaljnošću i preciznošću numeričkih simulacija.

Kako je već navedeno, razvoj bežičnih komunikacija usko prati pitanje potencijalno štetnih učinaka izloženosti umjetno stvorenim EM poljima na frekvencijama koje trenutačno najčešće koriste sustav za bežični prijenos energije ($0 \text{ kHz} < f < 400 \text{ MHz}$). Dobro je poznato da u tom frekvencijskom opsegu zračena EM energija može uzrokovati povećanje tjelesne temperature. U referenci [11] navodi se da su mogući negativni učinci na organizam ako se tjelesna temperatura poveća za 1°C . Već 1998. godine, u vrijeme početka "bežične revolucije", objavljene su prve smjernice IEC/IEEE-a s ciljem zaštite ljudi. U posljednjih 30 godina razvoj bežične komunikacije prošao je kroz nekoliko generacija: 2G, 3G, 4G, a najnovija generacija je 5G i 5.5G. U skladu s tim, 2019. i 2020. godine objavljena su nova i ažurirana izdanja smjernica za zaštitu [11], [12]. Povijest dozimetrije bežičnog prijenosa energije obuhvaća razvoj i evoluciju tehnologija i standarda za mjerjenje i procjenu izloženosti živih organizama EM poljima generiranim sustavima bežičnog prijenosa energije. Dozimetrija se odnosi na mjerjenje i procjenu apsorbirane doze ionizirajućeg zračenja, ali u kontekstu bežičnog prijenosa energije fokusira se na neionizirajuća EM polja. Na frekvencijama višim od 100 kHz , EM polje djeluje na ljudski organizam putem zagrijavanja tkiva, odnosno povećanja tjelesne temperature. Naglašeno je da povećanje tjelesne temperature za više od 1°C može imati negativne učinke na ljudsko zdravlje, dok povećanje iznad 40°C može dovesti do toplinskog udara i, konačno, smrti. Osim općeg zagrijavanja tijela, postoji i lokalno povećanje temperature, što se odnosi na zagrijavanje određenih dijelova tkiva, što može rezultirati bolom i opeklinama. Prema [13], temperatura od 42°C neće uzrokovati bol niti oštećenja na stanicama. Međutim, istraživanja također ukazuju da temperature između 41°C i 43°C mogu prouzročiti oštećenje tkiva [14].

Jedno klasično djelo u području EM dozimetrije koja potječe od autora dr. Kenneth F. Foster i dr. Richard P. Hirsch, često nazvano "Fosterovim djelom" [15]. Ovaj članak je ključno djelo koje se bavi EM svojstvima bioloških tkiva i njihovim termičkim učincima u kontekstu mikrovalne propagacije, penetracije i apsorpcije. Isti će se kao jedno od najvažnijih istraživanja u području EM dozimetrije zbog njegove temeljitosti, preciznosti i opsežnosti analize. Foster i Hirsch detaljno istražuju EM karakteristike različitih bioloških tkiva te njihove termičke učinke

pod utjecajem mikrovalova. Ovo istraživanje ima značajne implikacije za razumijevanje učinaka izloženosti EM zračenju na ljudsko tijelo i postavljanje sigurnosnih smjernica.

Brojne organizacije istražuju posljedice izloženosti EM poljima, a neka od najistaknutijih istraživanja provode svjetska zdravstvena organizacija (WHO), inicijativa Europske komisije SCENIHR i Švedska organizacija za zaštitu od zračenja Švedska agencija za zaštitu od zračenja (SSM). Ta istraživanja fokusiraju se na utjecaj EM polja na mozak, poremećaje u slušnom i vidnom sustavu, neuroendokrini sustav, kardiovaskularni sustav, imunološki sustav, sposobnost razmnožavanja i druge aspekte zdravlja. Unatoč tome što neka istraživanja izvješćuju o mogućim štetnim učincima na ljudsko zdravlje, dosljedni i izravni dokazi još uvijek nedostaju [11].

Prema novim smjernicama IECNIRP-a [12], u frekvencijskom području ispod 6 GHz, fizikalna veličina koja se smatra relevantnom za praćenje učinaka izloženosti EM poljima jest SAR. Budući da izravno mjerjenje SAR-a nije prihvatljivo, usvojena je ekvivalentna referentna veličina u obliku jakosti incidentnog električnog polja, iako ovakav pristup može rezultirati potrebom za značajno većim sigurnosnim udaljenostima od izvora. Prema [16], SAR je proporcionalan zračenoj snazi, a njegov izračun može se opisati u odnosu na udaljenost od izvora (blisko reaktivno polje, blisko zračeno polje i daljinsko polje izvora). Važno je napomenuti da je u zoni daljinskog polja transmitirana snaga obrnuto proporcionalna kvadratu udaljenosti od izvora. Također, u zoni daljinskog polja, SAR ovisi o širini snopa zračenja, budući da uži snopovi imaju veću gustoću snage.

Prema [17], da bi se postiglo povećanje temperature krvotoka odrasle žene za 1°C , izloženost SAR-u od 6 W/kg tijekom 1 sata pod normalnim uvjetima (temperatura okoline 28°C , bez odjeće i u stanju mirovanja) je potrebna. Djeca za isto povećanje temperature zahtijevaju veću razinu izloženosti, jer imaju učinkovitiji sustav regulacije temperature. Kod djece je porast tjelesne temperature manji za oko 35% u usporedbi s modelom odrasle žene pri istoj izloženosti SAR-u [11], što je posljedica manjeg omjera mase i površine tijela.

U [16] je razrađen model izračuna SAR_{WB} i lokalnog SAR-a, odnosno SAR-a usrednjjenog po volumenu koji sadrži 10 g tkiva ($\text{SAR}_{10\text{g}}$). U zonama bliskog polja, lokalni SAR uvelike ovisi o dimenziji izvora (antene). Dokazano je da izvori s manje elemenata uzrokuju veću razinu lokalnog SAR-a, jer se prijelaz iz cilindrične u sfernu propagaciju vala događa na manjoj udaljenosti. Kad se promatra SAR_{WB} , korišteni model predviđa konstantnu razinu SAR_{WB} u zoni bliskog reaktivnog polja. Važno je napomenuti da SAR_{WB} , osim već navedenih fizikalnih veličina, ovisi i o dimenziji izloženog tijela, s obzirom na to da manja tijela imaju veći SAR zbog bržeg opadanja omjera mase i volumena tijela u odnosu na apsorbiranu snagu.

Hirata i suradnici u [18] donose izračun SAR-a i odgovarajućeg porasta temperature u modelima tijela izloženih ravnom valu frekvencije između 30 MHz i 6 GHz , uzimajući u obzir termoregulacijske procese. Kako bi se odredio SAR_{WB} i lokalni porast temperature u tkivu, korištena je metoda konačnih razlika u vremenskom području (FDTD). Rezultati istraživanja ukazuju na smanjenje različitih faktora zagrijavanja - omjera tjelesne temperature i SAR_{WB} , kao i smanjenje omjera lokalne temperature i lokalnog SAR-a, što je rezultat aktivacije termoregulacijskih procesa. Također je utvrđeno smanjenje tjelesne temperature u gigahertznim frekvencijskim područjima, jer površinsko zagrijavanje postaje dominantnije, a gubici topline nastaju zbog konvekcije i zračenja na granici tkivo-zrak.

U kontekstu dozimetrije, važno je pravilno definirati parametre kojima se opisuje tkivo. Za

određivanje SAR-a, posebna pažnja posvećuje se relativnoj permitivnosti tkiva, specifičnoj vodljivosti i debljini pojedinog sloja. Za potrebe određivanja SAR-a, istraživanje u [19] opisuje odnos relativne permitivnosti i inducirane topline unutar troslojnog tkiva u milimetarskom frekvencijskom području. Troslojno tkivo, sastavljeno od slojeva kože, masti i mišića, bilo je predmet modeliranja. Utvrđeno je da tkivo više zagrijava kako se smanjuju statička relativna permitivnost i statička specifična vodljivost. Važno je napomenuti da su statička relativna permitivnost i statička specifična vodljivost ključni parametri u Debyeovoj jednadžbi za određivanje relativne kompleksne permitivnosti tkiva. Ovo istraživanje povezano je s radovima Alekseva, Ziskina i suradnika u [20], [21] i [22], gdje je istražena refleksija upadnog vala iznad modeliranog tkiva, penetracija gustoće snage, odnos između SAR-a i frekvencije vala te odnos između relativne permitivnosti tkiva i frekvencije.

SAR, kako je već spomenuto, izravno je povezan s apsorbiranim snagom. Međutim, dio snage, odnosno vala koji upada na površinu tkiva (kožu), reflektira se, dok dio prodire duboko unutar tkiva. U istraživanju [23], provedeno na 50 ispitanika u milimetarskom frekvencijskom području, mjerena je refleksija upadnog vala. Ispitanici su bili različite dobi, fizičke konstitucije i spola, smatrani su potpuno zdravima. Iznos refleksije varirao je između 0,563 i 0,680, ovisno o mjestu upada vala (dlan, podlaktica itd.). Također je utvrđena povezanost razine refleksije s debljinom kože (tanja koža pokazuje veću refleksiju), sadržajem vode (veći sadržaj vode rezultira većom refleksijom), prokrvljenosti te individualnim karakteristikama ispitanika. To ukazuje na zaključak da iznos SAR-a u dubljim slojevima tkiva značajno ovisi o modelu površinskog sloja.

Analitički proračun SARWB uz razmatranje transmisije, odnosno refleksije na površini tkiva s primjenom modificirane metode preslikavanja, prikazan je u [24]. Model ljudskog tijela aproksimiran je paralelepipedom s definiranom relativnom permitivnosti i specifičnom vodljivosti ovisno o frekvenciji upadnog vala. Tijelo je izloženo valovima koje generira dipolna antena u rasponu frekvencija od 0,1 GHz do 6 GHz. Istraživanje je pokazalo eksponencijalni pad razine SAR-a s povećanjem udaljenosti tijela od izvora, dok se s rastom frekvencije vala povećava razina SAR-a. Iznad 3,5 GHz nisu uočene značajne promjene u vrijednostima SAR-a.

Iznad frekvencije od 6 GHz, gustoća apsorbirane snage S_{ab} i TPD postaju od interesa. Numerički i analitički pristup izračunu TPD-a detaljno je opisan u [25] i [26]. Za izračun koeficijenta transmisije EM vala koristila se Fresnelova aproksimacija ravnog vala. Rezultati istraživanja ukazuju na eksponencijalni porast razine TPD-a do određene dubine unutar tkiva, nakon čega dolazi do zasićenja. Prikazana je i ovisnost TPD-a o dimenzijama dipola i frekvenciji incidentnog vala.

U EM dozimetriji, ljudsko tijelo se često aproksimira cilindrom zbog nekoliko razloga:

- **Jednostavnost i praktičnost:** Cilindrični oblik je geometrijski jednostavan model koji omogućava lakše matematičko i numeričko modeliranje. Time se pojednostavljuju proračuni EM polja unutar i oko tijela.
- **Sličnost sa stvarnim oblikom tijela:** Iako ljudsko tijelo nije savršeni cilindar, može se smatrati da je cilindrični model dovoljno dobra aproksimacija za većinu dijelova tijela. Na primjer, torzo, ruke i noge mogu se relativno dobro predstaviti cilindričnim segmentima, što olakšava analize.

- **Distribucija tkiva i dielektričnih svojstava:** Cilindrični modeli omogućuju relativno jednostavno uklapanje različitih vrsta tkiva unutar modela, uzimajući u obzir varijacije dielektričnih svojstava. Time se može dobiti dobar uvid u raspodjelu EM energije i zagrijavanja unutar tijela.
- **Standardizacija:** Upotreba cilindričnih modela omogućava standardizaciju metoda i procedura u dozimetrijskim istraživanjima. To znači da se rezultati različitih studija mogu lakše uspoređivati jer su korišteni slični modeli.
- **Praktičnost u simulacijama:** Cilindrični modeli su često lakši za implementaciju u računalnim simulacijama, poput metode konačnih elemenata (FEM) ili metode konačnih razlika u vremenskoj domeni (FDTD). Ove simulacije koriste mrežu ili rešetku za analizu EM polja, a cilindrični oblik omogućava jednostavniju mrežu i brže računanje.

Ukratko, aproksimacija ljudskog tijela cilindrom u EM dozimetriji predstavlja kompromis između točnosti i praktičnosti, omogućujući dovoljno precizne rezultate uz pojednostavljene proračune i modele.

Prvi zaključci o utjecaju raznih predmeta između odašiljača i prijamnika na efikasnost prijenosa snage zabilježeni su u [27] na temelju grube procjene rezultata mjeranja. Primijećeno je da metalni predmeti i ljudi izazivaju pomicanje rezonantne frekvencije sustava, dok predmeti od kartona, PVC-a i drva smanjuju efikasnost prijenosa snage. Općenito, ovi objekti najviše utječu kada su vrlo blizu (nekoliko centimetara) odašiljača ili prijamnika [28]. Nadalje, analiza u [29] pokazuje da različite vrste ljudskog tijela (modelirane u FEKO-u kao 60 dielektričnih cilindara s gubicima, mišićavog i kosturskog tipa tijela) snižavaju rezonantnu frekvenciju sustava i više smanjuju efikasnost prijenosa snage od metalnih objekata. Kako bi se smanjio učinak degradacije efikasnosti prijenosa snage zbog prisutnosti van-rezonantnih objekata, autori predlažu udaljavanje tih objekata od odašiljača i prijamnika. Teoretska granica za bežični prijenos snage u prisutnosti dielektričnog materijala s gubicima navedena je u [30]. Temelji se na teoretskoj granici za bežični prijenos snage u slobodnom prostoru [7], proširenoj za sustav antena sa sfernim omotačem od dielektričnog materijala, uključujući dodatne parove ulaznih i izlaznih sfernih valova unutar omotača. Pokazano je da sferni dielektrični omotač ne utječe jednako na TM i TE antene, što ovisi o njegovoj debljini, a primijećeno je smanjenje efikasnosti prijenosa snage za oba tipa antena i za različite materijale (ljudsko tijelo i zid).

Istraživanja povezana s bežičnim napajanjem uređaja ugrađenih u tijelo [31] razmatraju utjecaj različitih slojeva ljudskog tijela na efikasnost prijenosa snage i SAR. Budući da su antene prijamnika dimenzionirane u milimetrima i centimetrima, optimalna frekvencija tih sustava pokazala se u mikrovalnom području. Na malim udaljenostima od odašiljača, visoke razine polja mogu se inducirati u ljudskom tkivu. Stoga je nužno definirati kriterije pod kojima će WPT sustav biti u skladu s međunarodno postavljenim ograničenjima. Standardi i specifikacije za rezonantni prijenos snage u bliskom polju još su u razvojnoj fazi [32][33], a malo istraživanja usmjereno je na EM izloženost ljudi tim sustavima. Prije nekoliko godina objavljeno je istraživanje [28] koje preporučuje metodologiju za procjenu utjecaja EM izloženosti ljudi WPT sustavima u bliskom polju. Procjena izloženosti ljudi pomoći ravnog upadnog vala [34] pokazala se neadekvatnom za sustave srednjih i većih snaga jer značajno precjenjuje izloženost ljudi tim sustavima [35]. Stoga se provodi procjena izloženosti ljudi na temelju specifične apsorpcijske stope (SAR) EM snage u ljudskom tkivu, prema smjernicama za EM izloženost stručnjaka i opće populacije prema ICNIRP-u [36]. Za opću populaciju u frekvencijskom

rasponu od 10 MHz do 10 GHz, prosječna vrijednost SAR-a za cijelo tijelo iznosi 0,08 W/kg, dok lokalizirani SAR, srednjeg načina na 10 g ljudskog tkiva (glave i trupa), iznosi 2 W/kg [22]. Kako bi se procijenili uvjeti pod kojima se dosežu maksimalne granice SAR-a, u [33][37] korišten je sustav bežičnog prijenosa snage koji radi na $f = 8$ MHz s induktivno napajanom spiralnom zavojnicom vrlo niske efikasnosti zračenja (2 %). Za EM modeliranje sustava u [33] korištena je simulacijska platforma SEM CAD X, koja koristi metodu konačnih diferencija u vremenskoj domeni (FDTD), prikladnu za simulaciju kompleksnih modela ljudskog tijela iz Virtual Family Project [30]. Analiza amplitude električnog i magnetskog polja oko odašiljača pokazuje da ljudsko tijelo ima značajan utjecaj na raspodjelu magnetskog polja i struje na zavojnici, osim snižavanja rezonantne frekvencije. Granične vrijednosti SAR-a postignute su za izloženost leđa (ili trbuha) čovjeka na udaljenosti od odašiljača od 1 cm, pri čemu su vrijednosti amplitude struje na zavojnici iznosile od 0,5 do 1,2 ARMS, odnosno za snagu odašiljača od 45 do 280 W, ovisno o razmatranim granicama SAR-a. U dozimetrijskim mjerjenjima s fantomom na udaljenosti od odašiljača od 1 cm primjećeno je također smanjenje rezonantne frekvencije, a SAR od 2 W/kg za 10 g tkiva postignut je za 0,44 ARMS. U ovom radu [39] analizirana je izloženost ljudskog tijela HF EM polju. Kratka antena kao odašiljač i ljudsko tijelo na određenoj udaljenosti su analitički i numerički modelirani. Analiza je provedena za pojednostavljeni cilindar i realističan model ljudskog tijela smještenog u slobodnom prostoru i izloženog HF zračenju u smislu inducirane gustoće struje i induciranog električnog polja unutar tijela na frekvenciji od 6,78 MHz. Analitički pristup uključuje korištenje približne sinusoidne raspodjele struje i analitičku evaluaciju integrala polja. Rezultati dobiveni analitički potvrđeni su numeričkim simulacijama u komercijalnom softveru FEKO, temeljenom na metodi momenata (MoM). Također u radovima [40] - [42], izloženost ljudskog tijela HF EM polju koje zrače antene bežičnog sustava prijenosa energije analizirana je numeričkim modeliranjem pomoću komercijalnog softvera FEKO. Analiza je provedena za dva pojednostavljenja modela ljudskog tijela (model paralelepipeda i cilindra) izloženog zračenju visoke i niske frekvencije u smislu efikasnosti prijenosa snage i specifične stope apsorpcije na frekvencijama od 13,56 MHz, 6,78 MHz i 100 kHz. Korišteni pojednostavljeni modeli potvrđeni su usporedbom s realističnim rezultatima modela ljudskog tijela.

Analitičko modeliranje u EM dozimetriji nosi sa sobom niz prednosti:

- **Preciznost:** Analitički modeli ponekad mogu pružiti visoku razinu preciznosti u predviđanju distribucije EM polja i apsorpcije energije u tkivima. To omogućuje detaljnu analizu izloženosti i procjenu potencijalnih zdravstvenih rizika.
- **Efikasnost:** Analitički modeli mogu biti brzi i efikasni za rješavanje, posebno za jednostavnije geometrije i uvjete. To omogućuje bržu analizu različitih scenarija izloženosti i iterativno poboljšanje dizajna uređaja ili postavki.
- **Interpretabilnost:** Analitički modeli pružaju jasno razumljive matematičke formalizme i jednadžbe koje se mogu analizirati i interpretirati. To olakšava razumijevanje utjecaja različitih parametara na distribuciju EM polja i apsorpciju energije.
- **Fleksibilnost:** Analitički modeli mogu se prilagoditi različitim geometrijama, materijalima i uvjetima izloženosti. To omogućuje prilagodbu modela specifičnim aplikacijama i postavkama, kao i evaluaciju različitih scenarija.
- **Validacija:** Analitički modeli često se koriste kao referentne točke za validaciju

složenijih numeričkih ili eksperimentalnih modela. Njihova jednostavnost omogućuje lako uspoređivanje s eksperimentalnim podacima i provjeru valjanosti rezultata.

- **Troškovna efikasnost:** Budući da analitički modeli ne zahtijevaju složene numeričke simulacije, mogu biti ekonomičniji u smislu računalnih resursa i vremena potrebnog za rješavanje. To može biti posebno važno u okruženjima s ograničenim resursima.

Kombinacija ovih prednosti čini analitičko modeliranje privlačnim alatom za različite primjene u EM dozimetriji, od procjene rizika izloženosti do optimizacije dizajna uređaja i postavki.

1.2. Znanstveni doprinos

WPT sustav trenutno djeluje u frekvencijskom rasponu ispod 6 GHz, gdje se, prema trenutačnim smjernicama ICNIRP-a, kao dozimetrijska veličina, proučava SAR izražen u W/m^2 . Kako bi se odredila izloženost, obično se proračunava SAR cijelog tijela ili lokalni SAR (često nazivan i SARWB ili SAR_{10g}). SAR_{10g} definira se kao snaga apsorbirana u volumenu mase od 10 g, usrednjena po tom volumenu. Volumen mase od 10 g često se aproksimira kockom volumena $2,15 \text{ cm}^3$. TPD je usko povezan sa SAR-om. TPD se zapravo smatra alternativnom dozimetrijskom veličinom koja je pouzdana u određivanju povećanja temperature tkiva izloženog upadnom EM valu [26]. S obzirom na neprihvatljivost izravnih mjerena na ljudskom tkivu, koristi se mjerenje tzv. referentnih veličina, među kojima je i jakost električnog polja. Za proučavanje utjecaja takvih veličina potrebno je zadovoljavajuće modelirati tijelo, odnosno tkivo čovjeka.

Kako su stvarni modeli zahtjevni, često se u inženjerskoj procjeni koriste jednostavniji modeli temeljeni na standardnim geometrijama poput kvadra, sfere, elipsoida ili cilindra. Osim oblika, važno je specificirati i dielektrična svojstva tkiva, poput specifične vodljivosti i relativne permitivnosti, kao i debljinu pojedinog sloja. U prethodnim istraživanjima često se susreću troslojni i četveroslojni modeli ljudskog tkiva. Troslojni modeli obično uključuju rožnati sloj, zajednički sloj epidermisa i dermisa te sloj masti. Četveroslojni model dodatno uključuje i sloj mišića. Važno je napomenuti da dubina prodiranja EM energije u tkivo, između ostalog, ovisi o frekvenciji EM vala (vidi formulu (2.73)). Povećanjem frekvencije, dubina prodiranja značajno opada, pa je pri milimetarskim EM valovima dovoljno tijelo modelirati kao troslojno [43].

U ovoj disertaciji provedeno je analitičko modeliranje dozimetrije upadnog i unutarnjeg polja. U okviru dozimetrije upadnog polja koristi se aproksimacija električki kratke antene u bliskom polju, a izvedeni su izrazi za gustoću struje, inducirano električno polje, SAR i TPD u slobodnom prostoru, iznad PEC i realnog tla. Svojstva podloge izražena su preko relativne permitivnosti i specifične vodljivosti.

Koefficijenti refleksije proizlaze iz dva različita pristupa: modificirane teorije preslikavanja (MIT) i Fresnelove aproksimacije [44] – [49]. Kod MIT pristupa na koefficijent refleksije utječu relativna permitivnost podloge, specifična vodljivost i frekvencija upadnog vala. Fresnelov koefficijent refleksije ovisan je pak o impedanciji sredine i kutu upada. Važno je istaknuti kako koefficijent refleksije u oba slučaja ovisi o debljini slojeva tla.

S obzirom na opisanu problematiku, odnosno metodologiju istraživanja, proizašlo je pet osnovnih hipoteza disertacije:

1. Postojeći analitički modeli za procjenu izloženosti i EM kompatibilnost na osnovi proračuna dalekog polja antene nisu adekvatni za rezonantni sustav za bežični prijenos energije u bliskom polju.
2. Relativno kompleksni problem procjene i proračuna sprege bliskog polja odašiljača i (modela) ljudskog tijela da se zadovoljavajuće analizirati jednostavnim analitičkim pristupom zasnovanim na teoriji antena. Primjenom teorije antena (bilo punovalnih, bilo pojednostavljenih analitičkih modela) može se procijeniti stupanj međusobne interakcije rezonantnih sustava za bežični prijenos energije i živih organizama, kao i drugih radio sustava koji se mogu naći u blizini te tako unaprijediti postojeći standardi EM izloženosti i kompatibilnosti.
3. Radio sustavi antena spregnutih u bliskom polju (slično kao i kod problema s antenskim nizovima) moraju se promatrati integralno.
4. EM kompatibilnost i stupanj izloženosti ovise o stupnju ugođenosti, odnosno, prilagođenja rezonantnog sustava za bežični prijenos energije.
5. Postojanje niskofrekvencijskih dozimetrijskih efekata u području visokofrekvencijske radio emisije iznad 6 MHz, ili visokofrekvencijskih u području ispod 6 MHz u ovisnosti o udaljenosti od odašiljača, kao i snazi odašiljača.

Znanstveni doprinosi ostvareni u okviru ove disertacije usmjereni su na razvoj i primjenu pojednostavljenog analitičkog modela za proračun dozimetrijskih parametara SAR, TPD i induciranih električnih polja unutar ljudskog tijela izloženog neionizirajućim elektromagnetskim poljima s težištem na nižim radiofrekvencijama predviđenim za sustave rezonantnog prijenosa snage u bliskom polju. Model omogućava učinkovitiju procjenu ovih parametara uz smanjenje potrebnih računalnih resursa i vremena za simulacije.

Prvi znanstveni doprinos disertacije je razvoj pojednostavljenog analitičkog modela temeljenog na teoriji antena, koji omogućava zadovoljavajuću procjenu poštivanja dozimetrijskih normi u kontekstu dizajna sustava za bežični prijenos energije. Model koristi pojednostavljene matematičke pristupe za analizu elektromagnetskih interakcija između izvora zračenja i modela ljudskog tijela, osiguravajući pritom dovoljnu točnost za procjenu ključnih parametara, poput SARa, TPDa i induciranih električnih polja. Posebna pažnja posvećena je utjecaju složenosti modela na točnost procjene, pri čemu je provedena usporedba rezultata dobivenih analitičkim modelom i numeričkim simulacijama temeljenim na metodama poput metode konačnih elemenata (FEM) i metode površinskog ekvivalenta (SEP). Ova analiza omogućila je identifikaciju optimalnog omjera između složenosti modela i potrebnih računalnih resursa, čime se postiže kompromis između preciznosti i praktične primjenjivosti modela u stvarnim inženjerskim zadacima. Model je verificiran u scenarijima tipičnim za sustave bežičnog prijenosa energije u bliskom polju, te je uspoređen s važećim ICNIRP i IEEE standardima kako bi se osigurala usklađenost s normama za zaštitu od elektromagnetskog zračenja. Uz to, istražen je utjecaj parametara okoliša poput svojstava tla te parametara sustava poput frekvencije, zatim udaljenosti između izvora i tijela, kao i svojstava tkiva na dozimetrijske rezultate, pružajući smjernice za optimizaciju dizajna sustava za bežični prijenos energije.

Drugi znanstveni doprinos disertacije odnosi se na modeliranje utjecaja međusobne interakcije vodljivih objekata i radio sustava u bliskom polju, s posebnim naglaskom na ovisnost interakcije o načinu podešenosti sustava (konjugirano-kompleksno prilagođenje, ugađanje uz fiksne otpore). Razvijen je analitički model koji omogućuje detaljnu analizu elektromagnetske interakcije između radio sustava i vodljivih objekata u njihovoј blizini. Ovaj model uzima u obzir promjene u raspodjeli elektromagnetskog polja uzrokovane induktivnim i kapacitivnim efektima koje uzrokuju vodljivi i dielektrični objekti, kao i njihov utjecaj na

performanse sustava. Posebna pažnja posvećena je promatranju međusobne interakcije rezonantnog HF WPT sustava i ljudskog tijela. Pritom je pokazano kako bolji stupanj podešenosti sustava znači i proporcionalno manju izloženost. Istraživanje je uključilo simulacije i numeričke verifikacije s različitim geometrijama vodljivih objekata i frekvencijama rada sustava, omogućujući kvantifikaciju njihovog utjecaja na parametre kao što su povratni gubitci (S11), koeficijent prijenosa (S21), distribucija snage i razine elektromagnetskog zračenja u bliskom polju. Posebno je analizirana stabilnost sustava pri dinamičkim promjenama konfiguracije i pomicanju vodljivih objekata u bliskom polju, što je od važnosti za optimalni dizajn tih sustava kako bi se minimizirao utjecaj okoline, osigurala maksimalna efikasnost te smanjile neželjene interakcije između sustava i okoline.

Osim navedenih znanstvenih doprinosa, **dodatni rad u sklopu istraživanja** obuhvatio je i sljedeće.

Razvijena analitička metode može poslužiti u budućoj izradi priručnika za sveobuhvatniju i točniju procjenu razina polja generiranih od sustava za bežični prijenos energije u bliskom polju za potrebe razvoja, odnosno, nadogradnji normi za izloženost i EMC.

Analiza utjecaja tla i ljudi na WPT sustave uključuje proučavanje samostojnih i spregnutih antena iznad vodljivog prostora, čiji su rezultati uspoređeni s FEKO simulacijama. FEKO, kao alat za elektromagnetske simulacije, omogućava preciznu analizu različitih scenarija, pri čemu su antene istraživane kako bi se procijenio utjecaj podloge na performanse sustava. Simulacije također mogu pružiti uvid u razliku između aproksimativnog proračuna Fresnelovim koeficijentima i potencijalnog preciznijeg Sommerfeldovog integrala, pri čemu prvi omogućuje pojednostavljenu analizu refleksije i transmisije elektromagnetskih valova, dok drugi pruža točnije rezultate za složenije dielektrične uvjete.

Utjecaj podloge analiziran je kroz tri glavne kategorije: idealno električki vodljive površine (PEC), koje omogućuju maksimalnu refleksiju i minimalne gubitke, te realistične dielektrične podloge poput tla, koje uvode ohmske gubitke i omogućuju istraživanje učinaka okolišnih faktora, uključujući slanost mora.

Osim podloge, analiziran je i utjecaj ljudskog tijela na performanse WPT sustava koristeći međunarodne standarde ICNIRP i IEEE. U FEKO simulacijama, čovjek je predstavljen cilindričnim ili realističnim fantomom postavljenim na različite udaljenosti od odašiljača i prijamnika kako bi se proučio utjecaj na apsorpciju elektromagnetske energije i distribuciju polja. Istraživanje je pokazalo da blizina ljudskog tijela može značajno promijeniti rezonantne frekvencije i distribuciju polja, čime se smanjuje efikasnost prijenosa energije. Procjena izloženosti ljudi temeljila se na određivanju snage odašiljanja potrebne da se u 10 g tkiva inducira maksimalni SAR od 2 W/kg, što predstavlja standardnu granicu sigurnosti u procjeni termičkih učinaka elektromagnetskog zračenja.

Jedan od glavnih gore navedenih doprinosa disertacije je razvoj aproksimativnog analitičkog modela za procjenu elektromagnetske izloženosti u blizini rezonantnih WPT sustava. Model, temeljen na Pockingtonovoj jednadžbi, omogućuje brzo izračunavanje ključnih parametara elektromagnetske izloženosti u frekvencijskim opsezima niske frekvencije (LF), (srednje frekvencije) MF i (visoke frekvencije) HF, s naglaskom na prijenos snage u bliskom polju.

Za procjenu izloženosti korištene su tri metrike: inducirano električno polje (E_{in}), SAR i TPD koje omogućuju preciznu procjenu sigurnosnih rizika. Validacija modela provedena je

usporedbom rezultata s punovalnim numeričkim simulacijama, i to FEM metodom, principom površinskog ekvivalenta (SEP) kao i metodom momenta (MoM), čime je potvrđena njegova preciznost uz značajno manju računalnu zahtjevnost.

Na temelju ovih analiza, predložene su praktične smjernice za siguran i učinkovit dizajn WPT sustava, uključujući utjecaj podloge na distribuciju elektromagnetskih polja, optimizaciju prijenosnih i prijemnih antena za smanjenje izloženosti ljudi te dizajniranje sustava uz poštivanje sigurnosnih standarda. Procjena sukladnosti sa standardima ICNIRP i IEEE uključivala je provjeru granica za E_{in} , SAR i TPD, osiguravajući da su sustavi dizajnirani s odgovarajućim sigurnosnim granicama. Zaključno, analiza i rezultati istraživanja potvrdili su sve hipoteze koje su predstavljene na početku.

Budući rad u ovom području može uključivati optimizaciju WPT sustava za poboljšanje prijenosa energije i smanjenje izloženosti ljudi, kombiniranje s naprednjim numeričkim metoda za analizu složenih scenarija, istraživanje utjecaja okolišnih faktora te eksperimentalnu validaciju simulacijskih rezultata kroz studije u realnim uvjetima.

1.3. Organizacija disertacije

Doktorski rad je organiziran u šest poglavlja, uključujući uvod i zaključak. Na početku je dan sažetak, popis kratica, ilustracija i tablica, te je predstavljen sadržaj disertacije. Nakon uvodnog dijela, slijede tri glavna poglavlja koja detaljno obrađuju istraživačku problematiku, metode istraživanja, rezultate dosadašnjih istraživanja i njihovu raspravu. U završnom poglavlju i zaključku, sumiraju se ključni nalazi ovog istraživanja, ističu doprinosi rada i daju preporuke za buduća istraživanja.

Osim osnovnog teksta disertacije, rad sadrži i popis literature, koji uključuje sve korištene izvore i relevantnu literaturu. Na kraju disertacije nalaze se i tri priloga.

Metodologija disertacije je opisana detaljno u drugom poglavlju. Osnovni principi samostojnih i spregnutih električki malih antena su opisani pojednostavljenom analizom na temelju teorije strujnih krugova korištenjem ekvivalentnih shema s koncentriranim elementima. Ova metoda omogućava jednostavnije razumijevanje složenih EM fenomena putem analogija s poznatim električnim krugovima. Ograničenja električki malih antena predstavljena su Wheelerovom fundamentalnom analizom koja uvodi pojam ekvivalentne sferne zavojnice. Ova analiza pruža teorijske temelje za razumijevanje minimalnih dimenzija antena koje su potrebne za učinkovito zračenje i prijem EM valova, uzimajući u obzir čimbenike kao što su otpor zračenja i efikasnost antene.

Za sustav spregnutih antena u bliskom induktivnom polju, definirani su koeficijent sprege i koeficijent kritične sprege, odnosno nadkritično i podkritično područje sprege zbog fenomena razdvojenosti rezonantnih frekvencija sustava. Koeficijent sprege opisuje intenzitet međudjelovanja između dvije antene, dok koeficijent kritične sprege označava točku pri kojoj su antene optimizirane za maksimalni prijenos energije. Nadkritično područje sprege se odnosi na situacije gdje je sprežna energija dovoljno jaka da uzrokuje odvojene rezonantne frekvencije, dok podkritično područje sprege označava situacije sa slabijom međusobnom interakcijom antena. Metodološki pristup uključuje teorijske analize, simulacije te eksperimentalne validacije. Teorijske analize koriste se za postavljanje osnovnih modela i predviđanje ponašanja sustava, dok simulacije omogućuju testiranje ovih modela u različitim uvjetima bez potrebe za fizičkim prototipovima. Eksperimentalne validacije provode se kako bi se potvrdili rezultati

teorijskih i simulacijskih analiza te osiguralo da modeli točno reflektiraju stvarne performanse antena. Ovaj metodološki okvir omogućava detaljno i precizno istraživanje električki malih antena i njihovih spregnutih sustava, pružajući vrijedne uvide u dizajn i optimizaciju takvih sustava za praktične primjene.

Treće i četvrto poglavlje disertacije posvećeno je proračunu putem analitičkih i numeričkih metoda, kao i biološkim efektima EM polja. Treće poglavlje obrađuje osnovne aspekte učinaka EM polja kao i smjernice za zaštitu od prekomjernog zračenja korištenjem pojedinih dozimetrijskih veličina za kvantificiranje učinaka polja, kako definira ICNIRP. Također, donosi i pregled smjernica koje su na snazi u Republici Hrvatskoj. Četvrto poglavlje predstavlja analitičke metode koristeći pojednostavljeni model cilindra. Ovaj model omogućuje postizanje velike preciznosti proračuna, ali je ograničen na jednostavne geometrije. Takav pristup je koristan za osnovno razumijevanje i brzo računanje, pružajući temelj za složenije analize. Analitičke metode obuhvaćaju matematičke proračune temeljene na poznatim fizičkim zakonima i omogućuju precizno određivanje EM parametara za jednostavne oblike i konfiguracije. Također, prelazi na realistične modele koji su opisani korištenjem sofisticiranih numeričkih proračuna. Ove metode omogućuju rad sa složenijim geometrijama koje bolje odražavaju stvarne uvjete. Numerički proračuni, poput FEM i metoda konačnih diferencija u vremenskoj domeni (FDTD), omogućuju detaljnu analizu EM polja i njihovih interakcija s različitim strukturama. Međutim, pri korištenju ovih metoda potrebno je biti oprezan s mogućnošću pojave nefizikalnih rezultata, što zahtijeva dodatnu validaciju i verifikaciju rezultata.

Korištenjem ovih analitičkih i numeričkih metoda moguće je procijeniti učinke EM polja na ljude. Ovo se postiže kroz dozimetrijske veličine koje preporučuju međunarodni regulatorni odbori, poput ICNIRP i IEEE. U disertaciji se detaljno prikazuje kako se ovi proračuni provode, uključujući SAR, koja je ključna za procjenu sigurnosti izloženosti EM poljima. Na kraju poglavlja, navedene su preporuke i smjernice za sigurnu izloženost temeljem analize bioloških efekata. Ove smjernice uključuju maksimalne dopuštene razine izloženosti kako bi se osigurala sigurnost korisnika i minimalizirali potencijalni štetni učinci EM polja. Proučavanje bioloških efekata uključuje analizu kratkoročnih i dugoročnih učinaka izloženosti, kao i specifične slučajevе izloženosti koji mogu imati značajan utjecaj na ljudsko zdravlje. Ovaj detaljni pristup analizi i proračunima omogućava sveobuhvatno razumijevanje EM polja, njihovu interakciju s okolinom, te utjecaj na ljudsko zdravlje, što je ključno za razvoj sigurnih i učinkovitih tehnologija.

U petom poglavlju disertacije izvršena je analiza utjecaja tla i ljudi na WPT sustave, te procjena izloženosti ljudi EM polju WPT sustava. Ovaj dio disertacije posebno se fokusira na praktične aspekte implementacije WPT sustava u realnim uvjetima i njihove interakcije s okolinom. Kroz detaljne analize i simulacije, ovo poglavlje pruža ključne uvide u sigurnost i efikasnost WPT sustava, omogućujući razvoj tehnologija koje su ne samo efikasne nego i sigurne za korištenje u prisutnosti ljudi. Naposljetu su sumirani rezultati analize, uključujući doprinose disertacije te smjernice za budući rad na ovoj temi.

U zaključku se naglašavaju ključni nalazi istraživanja, kao i značajke i inovacije koje je donijela ova disertacija.

U zaključku disertacije sumirani su glavni rezultati istraživanja:

Analitičke i numeričke metode: Disertacija je pokazala kako analitičke metode, temeljene na

pojednostavljenim modelima poput cilindra, mogu pružiti visok stupanj preciznosti za jednostavne geometrije. S druge strane, numeričke metode poput FEKO simulacija omogućile su analizu složenijih geometrija i realističnih scenarija, proširujući mogućnosti primjene WPT sustava u raznim uvjetima.

Utjecaj podloga na WPT sustave: Analize nisu pokazale značajne razlike u performansama WPT sustava ovisno o vrsti podloge. Posebno su istaknuti učinci PEC zemlje, realne zemlje i slobodnog prostora, koji su ključni za praktične primjene WPT tehnologija.

Interakcija s ljudima: Uvođenje cilindričnog fantoma u simulacijama omogućilo je detaljnu analizu interakcije WPT sustava s ljudima. Ovo istraživanje je važno za osiguranje sigurnosti korisnika, pružajući smjernice za dizajn sustava koji minimiziraju potencijalne štetne učinke EM zračenja na ljude.

Procjena izloženosti: Korištenje E_{in} , TPD, SAR parametra kao mjere izloženosti omogućilo je procjenu sigurnosti WPT sustava u skladu s međunarodnim standardima. Rezultati su pokazali kako je moguće dizajnirati WPT sustave koji zadovoljavaju sigurnosne granice, istovremeno osiguravajući efikasan prijenos energije.

Na kraju disertacije su tri priloga.

Prilozi:

Prilog A: Prikazana je usporedba aproksimacije integrala Green-ove funkcije u Matlab-u te korištene aproksimacije.

Prilog B: Predstavljen je dokaz partikularnog rješenja aproksimacije Pocklington-ove jednadžbe. Ova metoda pruža teoretski okvir za analizu EM problema, posebno u kontekstu malih antena i raspodjele struje na njima.

Prilog C: Izvod King-ovog analitičkog modela za struju u bliskom polju. Ovaj model omogućuje preciznu analizu distribucije struja u antenama i njihovom bliskom polju, što je ključno za razumijevanje i optimizaciju performansi antena u WPT sustavima.

Zaključak disertacije sa svim rezultatima, doprinosima i smjernicama za budući rad pruža sveobuhvatan pregled istraživanja, ističući značaj i mogućnosti dalnjeg razvoja tehnologije bežičnog prijenosa energije.

2. METODE ISTRAŽIVANJA

Električna duljina antene je omjer fizičke duljine antene i valne duljine signala. To je koncept koji se koristi u EM teoriji kako bi se opisala efikasnost antene u prijenosu ili primanju EM valova. Ovaj koncept povezan je s fizikalnim dimenzijama antene i valnim svojstvima EM polja koje generira ili prima. Poznavanje električne duljine antene ključno je prilikom dizajniranja i optimiziranja antena za različite aplikacije, kao što su komunikacijski sustavi, radio i televizijski prijamnici, radar i mnogi drugi. Ostvarivanje velikog dometa u WPT sustavima se postiže što nižom frekvencijom odašiljanja koristeći električki male antene (ESA), tj. prihvatljive fizičke veličine obzirom na primjenu. Pri tom je moguće koristiti različite metode za modeliranje sustava za bežični prijenos energije, a koji su predstavljeni u poglavlju koje slijedi.

2.1. Fundamentalna analiza električki malih antena

ESA je prvi definirao Wheeler [50] kao antene čija je maksimalna dimenzija manja od $\lambda/2\pi$, jedinice koju je nazvao *radijan duljinom*. Pri tome je $\lambda = c/f$ valna duljina, $c = 299\ 792\ 458 \cdot 10^6$ m/s brzina svjetlosti i frekvencija f . Ekvivalentnu definiciju je također dao Chu [51] kojom definira električki male antene kao antene koje zadovoljavaju kriterij:

$$\beta a < 0,5 \quad (2.1)$$

gdje je $\beta = \omega/c$, $\omega = 2\pi f$ i a radijus minimalne sfere koju obuhvaća antena, kao na Slika 2.1 . Ta sfera se često naziva Chu sfera [52]. U praksi se još često uzima definicija da ESA zatvara radijan sferu, odnosno da vrijedi $\beta a < 1$ [53]. Radijan sfera predstavlja granicu između bliskog i dalekog polja za Hertzov dipol te se smatra da za takve antene sferni modovi viših redova ($n > 1$) iščezavaju [54]. Električki mala antena koja zrači TE₁₀ mod se može predstaviti serijskim RLC krugom na slici Slika 2.2 b) gdje kondenzator dovodi antenu u rezonanciju, a ona koja zrači TM₁₀ mod paralelnim RLC krugom [50] na slici Slika 2.2 a) u kojem idealna zavojnica služi za ugađanje. Prema reaktivnoj pohranjenoj energiji Wheeler je definirao magnetski (TE₁₀) i električni dipol (TM₁₀) kao L-tip (induktivnu) odnosno C-tip (kapacitivnu) antenu. Za ekvivalentnu shemu idealno vodljive TE₁₀ mod antene gdje su L induktivitet, R_{rad} otpor zračenja i $\omega_{rez} = (LC)^{1/2}$ rezonantna kružna frekvencija antene, ulazna impedancija Z_{in} je:

$$Z_{in} = R_{rad} + j\omega L - \frac{j}{\omega C} = R_{rad} + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_{rez}^2}{\omega^2} \right) \quad (2.2)$$

Za ekvivalentnu shemu idealno vodljive TM₁₀ mod antene je ulazna admitancija Y_{in} definirana kao:

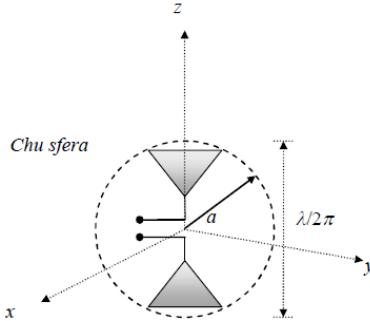
$$Y_{in} = G_{rad} + j\omega C - \frac{j}{\omega L} = G_{rad} + j\omega C \left(\frac{\omega^2 - \omega_{rez}^2}{\omega^2} \right) \quad (2.3)$$

gdje su G_{rad} električna vodljivost zračenja i C kapacitivnost antene. Važna karakteristika električki malih antena je Q faktor definiran kao [45]:

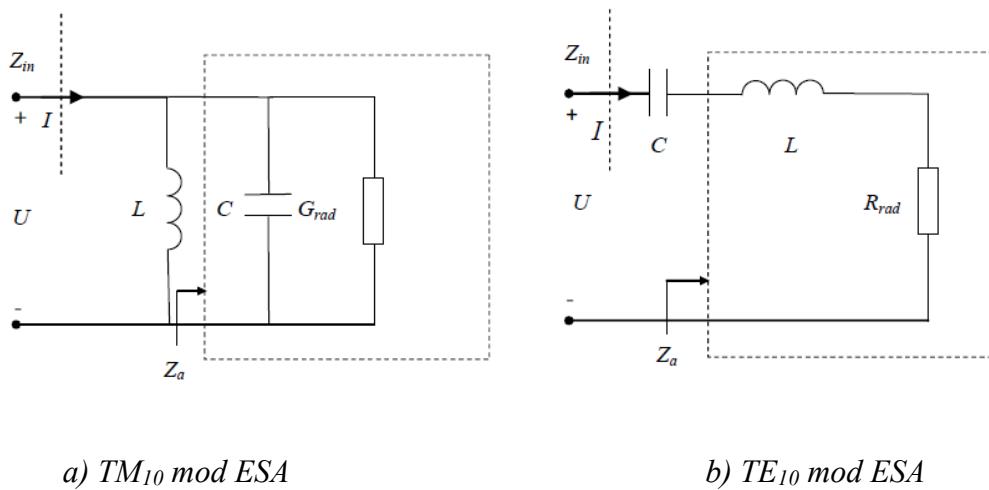
$$Q = \frac{2\omega \max(W_m, W_e)}{P_a} \quad (2.4)$$

gdje su W_m i W_e prosječna pohranjena magnetska, odnosno električna energija, a P_a je snaga privredna anteni. Zračena snaga je tada $P_{rad} = \eta_{rad} P_a$ za efikasnost zračenja η_{rad} :

$$\eta_{\text{rad}} = \frac{R_{\text{rad}}}{R_{\text{loss}} + R_{\text{rad}}} \quad (2.5)$$



Slika 2.1 Chu sfera električki male antene

a) TM_{10} mod ESAb) TE_{10} mod ESA

Slika 2.2 Ekvivalentna shema električki malih antena.

Budući da kod električki malih antena otpor zračenja znatno opada smanjivanjem njihovog električnog volumena (kod TM_{10} mod antena s kvadratom frekvencije, kod TE_{10} mod antena s četvrtom potencijom frekvencije [55], otpor gubitaka R_{loss} koji opada s korijenom frekvencije tada dominira ulaznim otporom antene pa je efikasnost zračenja mala. Osim toga, na niskim frekvencijama je ulazni otpor električki malih antena vrlo malen pa je teško ostvariti prilagođenje na standardne prijenosne linije (50Ω ili 75Ω). Za L-tip i C-tip antenu, faktori Q_m i Q_e u rezonanciji su prema (2.4):

$$Q_m = \frac{\omega_{\text{rez}} L}{R_{\text{rad}}} \quad (2.6)$$

$$Q_e = \frac{\omega_{\text{rez}} C}{G_{\text{rad}}} \quad (2.7)$$

S obzirom na tip antene, također se može definirati faktor zračenja snage (RPF) kao omjer zračene snage i reaktivne snage na ulazu antene, p_m za L-tip i p_e za C-tip antene, koji je obrnuto proporcionalan Q faktoru [50]. U uvjetima rezonancije je:

$$p_m = \frac{R_{\text{rad}}}{\omega_{\text{rez}} L} = \frac{1}{Q_m} \quad (2.8)$$

$$p_e = \frac{G_{rad}}{\omega_{rez} C} = \frac{1}{Q_e} \quad (2.9)$$

Bitno je naglasiti da se ovdje radi o radijacijskom Q -faktoru. Naime, uvođenjem gubitaka uslijed otpora žice, odnosno topline, u ekvivalentnu shemu ovih antena, Q -faktor antene se smanjuje. Tada za ukupni faktor dobrote Q_{uk} vrijedi:

$$\frac{1}{Q_{uk}} = \frac{1}{Q} + \frac{1}{Q_{loss}} \quad (2.10)$$

gdje je za dodani serijski rezonator s otporom uslijed toplinskih gubitaka R_{loss} , Q_{loss} faktor gubitaka:

$$Q_{loss} = \frac{\omega_{rez} L}{R_{loss}} \quad (2.11)$$

a za paralelni (shunt) rezonator:

$$Q_{loss} = \frac{\omega_{rez} C}{G_{loss}} \quad (2.12)$$

Dakle, za realnu antenu s omskim gubicima za koju je otpor zračenja R_{rad} na slici Slika 2.2 b) zamijenjen $R_{uk} = R_{loss} + R_{rad}$, ukupni faktor $Q_{uk} = \omega_{rez} L / R_{uk}$ je definiran kao:

$$\frac{1}{Q_{uk}} = \frac{1}{Q_{loss}} + \frac{1}{Q_{rad}} \quad (2.13)$$

te se, uzimajući u obzir, efikasnost zračenja antene $\eta_{rad} = R_{rad} / R_{uk}$ može pisati:

$$Q_{uk} = \eta_{rad} Q_{rad} \quad (2.14)$$

To znači da je maksimalni faktor dobrote Q_{uk} za realnu antenu jednak Q_{rad} , odnosno za:

$$\eta_{rad} = 1 \Rightarrow Q_{uk_{max}} = Q_{rad} \quad (2.15)$$

Za zadalu veličinu i geometriju realne antene o kojoj ovisi R_{rad} potrebno je minimizirati omske gubitke, odnosno povećati efikasnost zračenja η_{rad} , da bi postigli što veći faktor Q_{uk} .

Za analizu ograničenja električki malih antena, Wheeler je koristio sfernu zavojnicu koja najefikasnije popunjava zadani volumen, odnosno ima najveći efektivni volumen i najmanji Q faktor zračenja. Izvedeni su izrazi za induktivitet i otpor zračenja sferne zavojnice s konstantnim razmakom među zavojima i samorezonantne sferne zavojnice s promjenjivim kutom uspona. Na temelju analize sfernih zavojnica [50][56] izvedeni su izrazi za minimalni Q faktor TE₁₀ mod antena:

$$Q_{min} = Q_{\pi \Sigma p_0} = \frac{1}{(\beta a)^3} \quad (2.16)$$

Jedan od Wheelerovih najvažnijih zaključaka je taj da je Q -faktor električki male antene obrnutu proporcionalan njenom fizičkom volumenu V_f . Pritom je uveden je faktor σ koji uzima u obzir promjene u efektivnoj površini ili duljini antene (korištenjem materijala raznih električnih svojstava). Može se pisati:

$$Q = \frac{V_{rs}}{\sigma V_f} \quad (2.17)$$

gdje je volumen radijan sfere:

$$V_{rs} = \frac{4\pi}{3} \left(\frac{\lambda}{2\pi} \right)^3 \quad (2.18)$$

Dakle, Wheeler je pokazao da se smanjivanjem fizičkog volumena antene, omjer reaktancije i otpora zračenja povećava. Antene koje svojom geometrijom efikasno ispunjavaju zadani volumen teže manjim vijednostima Q faktora, odnosno većem RPF-u, u usporedbi s drugim geometrijama antena u istom zadanim volumenu. To je potvrđeno i u [57] mijenjajući broj zavoja sferne helikoidne antene u zadanim volumenu.

2.2. Teorija spregnutih modova

Teorija spregnutih modova je perturbacijski pristup analitičkom opisu sprezanja rezonirajuće strukture u prostoru i vremenu [58][59]. Pogodna je za analizu rezonantnih EM struktura jer upola smanjuje red diferencijalnih jednadžbi u odnosu na teoriju električnih krugova [60]. Temelji se na razvijanju rješenja EM problema u modove. Ovom teorijom dokazano je kako je izmjena energije između modova približno jednak u oba smjera, odnosno koeficijenti magnetske sprege κ su jednaki:

$$\kappa_{12} \cong \kappa_{21} \quad (2.19)$$

Ova jednakost vrijedi uz uvjet da su propagacijske konstante vezane za oba moda jednake i uz pretpostavku da modovi oscilacija dvaju objekata ne utječu jedan na drugi, što vrijedi ako udaljenost nije jako mala [61]. Uz navedene pretpostavke koriste se pojednostavljene jednadžbe spregnutih modova [62][63]:

$$\frac{dA}{dz} = -j\kappa B(z) e^{-j(\beta_2 - \beta_1)z} \quad (2.20)$$

$$\frac{dB}{dz} = -j\kappa A(z) e^{+j(\beta_2 - \beta_1)z} \quad (2.21)$$

gdje je:

- A – amplituda prvog moda u z -smjeru
- B – amplituda drugog moda u z -smjeru
- $\beta_{1,2}$ – fazna konstanta pojedinih modova

Iz ovih jednadžbi vidljivo je kako promjena amplitude jednog moda ovisi o amplitudi drugog moda s kojim je u sprezi. Osim prostorne raspodjele modova, važna je i vremenska raspodjela [64][65]:

$$\frac{dA}{dt} = -(j\omega_1 - \Gamma_1)A + j\kappa B \quad (2.22)$$

$$\frac{dB}{dt} = -(j\omega_2 - \Gamma_2)B + j\kappa A \quad (2.23)$$

gdje je:

ω_1, ω_2 – rezonantna frekvencija neparnog i parnog moda

Γ_1, Γ_2 – širine rezonancije, unutarnji gubitci antene, apsorpcije i radijacije

2.2.1. Frekvencijsko razdvajanje

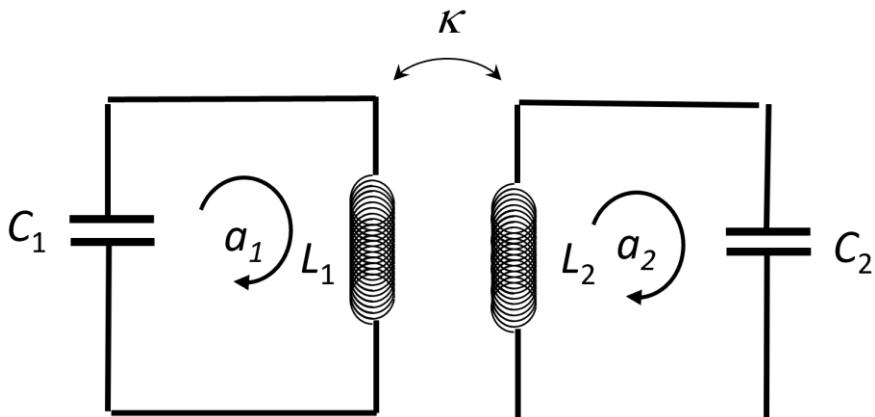
U slučaju sprege dvaju rezonatora dio energije će se preljevati iz jednog u drugi (Slika 2.3). U tom slučaju rezonancija spregnutog sustava ovisi o samorezonantnim frekvencijama ω_1 i ω_2 uparenih rezonatora. U slučaju da oba rezonatora samo-osciliraju na jednakoj frekvenciji, tada postoje dvije rezonantne frekvencije ω sustava čiji iznos ovisi o faktoru sprege. Taj se fenomen naziva frekvencijsko razdvajanje (eng. frequency splitting). Ukupna reaktancija sustava X_{ul} (gledana s generatora priključenog na lijevi titrajni krug) može se aproksimirati u slučaju slabe sprege te izjednačiti s nulom ($X_{ul} = 0$) da bi se dobole rezonantne frekvencije sustava uslijed frekvencijskog razdvajanja.

$$X_{ul} = X_1 + \frac{\kappa^2 \omega^2 L_1 L_2}{\omega_{01} \omega_{02} X_2} = 2\omega_{01} L_1 \delta_1 + \frac{\kappa^2 \omega^2 L_1 L_2}{\omega_{01} \omega_{02} 2\omega_{02} L_2 \delta_2} \quad (2.24)$$

$X_{ul}(\omega) = 0 \Rightarrow$ rezonancija sustava

$$\omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad (2.25)$$

$$\omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.26)$$



Slika 2.3 Spregnuti rezonatori.

Rezonantne frekvencije pojedinih rezonatora definirane su izrazima (2.25) i (2.26), dok reaktancija sustava (2.24) opisuje povezanost parametara sustava.

$$\dot{a}_1 = +j\omega a_1 + \kappa a_2 \quad (2.27)$$

$$\dot{a}_2 = +j\omega a_2 + \kappa a_1 \quad (2.28)$$

$$W = |a_1|^2 + |a_2|^2 \quad (2.29)$$

$$\frac{\partial W}{\partial t} = 0 \quad (2.30)$$

Kada je sprega slaba:

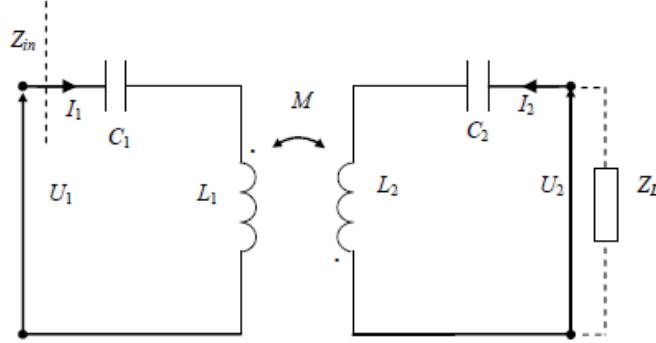
$$\kappa \ll 1 \Rightarrow \omega = \frac{\omega_{01} + \omega_{02}}{2} \pm \sqrt{\frac{(\omega_{01} - \omega_{02})^2}{4} + |\kappa|^2} \quad (2.31)$$

U slučaju identičnih rezonatora:

$$\omega_{01} = \omega_{02} = \omega_0 \Rightarrow \omega = \omega_0 \pm |\kappa| \quad (2.32)$$

2.3. Teorija strujnih krugova

Prijenos snage u bliskom induktivnom polju se prikazuje pomoću ekvivalentne sheme sustava električki malih antena [37][67][68]. Osnovni principi prijenosa snage u ovim sustavima se mogu promotriti na primjeru sprege između dvije idealno vodljive jako male petlje čiji se otpor zračenja praktički može zanemariti. Razmatraju se dva spregnuta serijska LC kruga za TE₁₀ mod antene kao na slici Slika 2.4. Na lijevoj strani je prikazana odašiljačka petlja koja je međuindukcijom M povezana s prijamnom petljom na desnoj strani. Na rezonantnoj (kružnoj) frekvenciji $\omega_{rez} = 2\pi f_{rez}$ odašiljačka petlja je definirana induktivitetom L_1 i kapacitetom C_1 , a prijamnik induktivitetom L_2 , kapacitetom C_2 i impedancijom tereta Z_L .



Slika 2.4 Ekvivalentna shema sustava dviju spregnutih kratkih petlji [55].

Naponi i struje na ulazu odašiljačke antene U_1, I_1 i na teretu U_2, I_2 su prema slici Slika 2.4 definirani kao:

$$U_1 = I_1 \left(j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) - I_2 j\omega M \quad (2.33)$$

$$U_2 = -I_1 j\omega M + I_2 \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) \quad (2.34)$$

Korištenjem parametra $\delta_{1,2}$ koji definira relativno kvadratno odstupanje nazivne od rezonantne frekvencije, ω i $\omega_{rez1,2} = (L_{1,2}C_{1,2})^{-1/2}$.

$$\delta_{1,2} = 1 - \frac{1}{\omega^2 L_{1,2} C_{1,2}} = 1 - \frac{\omega_{rcz1,2}^2}{\omega^2} \quad (2.35)$$

jednadžbe napona i struja se mogu zapisati kao:

$$U_1 = I_1 j\omega L_1 \delta_1 - I_2 j\omega M \quad (2.36)$$

$$U_2 = -I_1 j\omega M + I_2 j\omega L_2 \delta_2 \quad (2.37)$$

Prema slici Slika 2.4, uvrštavanjem $U_2 = -I_2 Z_L$ u (2.42), dobije se struja na teretu:

$$I_2 = I_1 \frac{j\omega M}{Z_L + j\omega L_2 \delta_2} \quad (2.38)$$

Korištenjem izraza $Z_{in} = U_I/I_I$ ulaznu impedanciju sustava induktivno spregnutih antena možemo zapisati kao:

$$Z_{in} = \frac{\omega^2 M^2 Z_L}{Z_L^2 + \omega^2 L_2^2 \delta_2^2} + j\omega L_1 \delta_1 \left(1 - \frac{L_2 \delta_2}{L_1 \delta_1} \frac{\omega^2 M^2}{Z_L^2 + \omega^2 L_2^2 \delta_2^2} \right) \quad (2.39)$$

Ako se razmatraju antene koje imaju iste rezonantne frekvencije $\omega_{rez1} = \omega_{rez2} = \omega_{rez}$ ($\delta_1 = \delta_2 = 0$) za sustav u rezonanciji $\text{Im}(Z_{in}) = 0$ i kratko spojeni prijamnik $Z_L = 0$, dobiju se rezonantne frekvencije sustava spregnutih antena ω_1 i ω_2 :

$$\omega_{1,2} = \frac{\omega_{rc}}{\sqrt{1+k}} \quad (2.40)$$

gdje je k koeficijent sprege definiran na temelju teorije spregnutih rezonatora [3]:

$$k = \frac{\kappa}{\sqrt{\omega_{01}\omega_{02}}} \Leftrightarrow k = \left| \frac{\omega_2^2 - \omega_1^2}{\omega_2^2 + \omega_1^2} \right| = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.41)$$

Iz (2.41) proizlazi da kada je međuindukcija između antena jaka, odnosno njihova sprega izražena, velika je i razdvojenost između rezonantnih frekvencija sustava.

Ulagana snaga na izvoru definirana je kao:

$$PTE_{in} = \frac{1}{2} I^2 \text{Re}(Z_{ul}) \quad (2.42)$$

gdje je:

- I struja kroz ulazni krug,
- Z_{ul} ulazna impedancija WPT sustava,
- $\text{Re}(Z_{ul})$ realni dio impedancije.

Snaga apsorbirana na teretu iznosi:

$$PTE_{load} = \frac{1}{2} I^2 \text{Re}(Z_{load}) \quad (2.43)$$

gdje je:

- Z_{load} impedancija tereta.

Omjer prijenosne snage (PTE) ili koeficijent prijenosa snage S_{21} računa se kao:

$$PTE = \frac{P_{load}}{P_{in}} = \frac{\text{Re}(Z_{load})}{\text{Re}(Z_{ul})} \quad (2.44)$$

Maksimalna efikasnost prijenosa snage PTE_{max} izračunava se kao omjer apsorbirane snage u R_{opt} i ulazne snage odašiljača [32]:

$$PTE_{max} = \frac{R_{opt}|I_{rx}|^2/2}{R_{in}|I_{tx}|^2/2} \quad (2.45)$$

gdje je R_{opt} optimalno opterećenje, R_{in} ulazni otpor, I_{rx} struja opterećenja i I_{tx} struja na ulaznom priključku antene odašiljača

2.4. Kritično sprezanje

Kritično sprezanje predstavlja granično stanje magnetske sprege između zavojnica, pri kojem dodatno prilagođavanje frekvencije ne može poboljšati prijenosnu efikasnost. Ovo je ključno za razumijevanje učinkovitog prijenosa energije u rezonantnim sustavima, poput bežičnog prijenosa energije. Koeficijent magnetske sprege između dviju zavojnica definira se kao mjera povezanosti magnetskih polja zavojnica:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (2.46)$$

gdje su:

- M : međusobna induktivnost između zavojnica,
- L_1 : samoinduktivnost primarne zavojnice,
- L_2 : samoinduktivnost sekundarne zavojnice.

Kritično sprezanje k_c definira se u uvjetima rezonancije, kada se maksimalna efikasnost prijenosa energije ne može postići daljnjom prilagodbom frekvencije. Ovo ovisi o faktorima kvalitete zavojnica Q_1 i Q_2 .

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (2.47)$$

Faktor kvalitete zavojnice opisuje omjer energije pohranjene u zavojnici i energije izgubljene po ciklusu:

$$Q = \frac{\omega L}{R} \quad (2.48)$$

gdje su:

- ω : kutna frekvencija ($\omega = 2\pi f$),
- L : induktivnost zavojnice,
- R : otpor zavojnice.

Efikasnost prijenosa energije između dvije zavojnice može se izraziti pomoću k , Q_1 , i Q_2 . Maksimalna efikasnost postiže se kada je sustav u kritičnom sprežnom režimu.

Efikasnost prijenosa energije η definira se kao:

$$\eta = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{(1+k^2 Q_1 Q_2)} \quad (2.49)$$

- Ako je $k < k_c$, sustav je podspregnut (under-coupled).
- Ako je $k = k_c$, sustav je kritično spregnut.
- Ako je $k > k_c$, sustav je natkritički spregnut (over-coupled), pri čemu dolazi do smanjenja efikasnosti zbog povećanih gubitaka.

Kritično sprezanje dviju zavojnica k_c postiže se kada maksimalna efikasnost prijenosa više nije ovisna o frekvenciji, što vodi do izraza (2.47) [57]. Kritično sprezanje je važno jer označava

optimalnu razinu magnetske sprege između zavojnica, pri kojoj je efikasnost prijenosa energije maksimalna, a daljnje prilagođavanje frekvencije ne poboljšava performanse sustava.

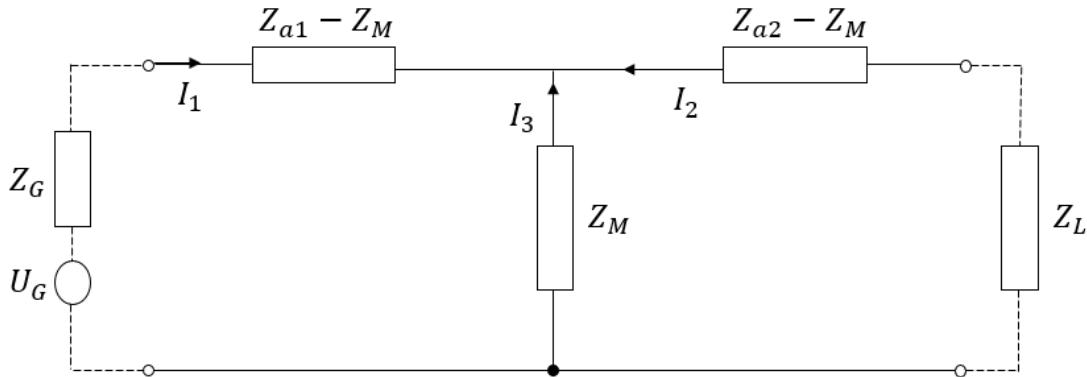
2.5. Konjugirano-kompleksno prilagođenje

Ako je prijamna antena 2 zaključena impedancijom tereta Z_L , ulazna impedancija mjerena na strani antene 1 prema slici Slika 2.5, dana je s:

$$Z_{in} = Z_{a1} - \frac{Z_M^2}{Z_{a2} + Z_L} \quad (2.50)$$

PTE se računa kao omjer snage P_L koju apsorbira teret na prijamniku i ukupne snage na ulazu odašiljačke antene P_{in} :

$$\text{PTE} = \frac{P_L}{P_{in}} = \left| \frac{Z_M}{Z_{a2} + Z_L} \right|^2 \frac{\text{Re}(Z_L)}{\text{Re}(Z_{in})} \quad (2.51)$$



Slika 2.5 Ekvivalentna shema sustava bežičnog prijenosa snage između dviju antena.

Optimalni teret na generatoru i na prijamniku $Z_{G,L}^{\text{opt}}$ za koji se može ostvariti maksimalni PTE na nekoj udaljenosti se određuje na sljedeći način [7]. Prvo se vrši ugađanje, odnosno korištenjem (2.50) imaginarni dio optimalne impedancije tereta $X_{G,L}^{\text{opt}}$ se dobije iz:

$$\frac{\partial \text{PTE}}{\partial [\text{Im}(Z_{G,L})]} = 0 \quad (2.52)$$

a zatim se postupak prilagođenja završava tako da se realni dio $R_{G,L}^{\text{opt}}$ odredi umetanjem $X_{G,L}^{\text{opt}}$ u:

$$\frac{\partial \text{PTE}}{\partial [\text{Re}(Z_{G,L})]} = 0 \quad (2.53)$$

Može se primijetiti da se optimalna impedancija tereta dobije kao konjugirano kompleksna vrijednost ulazne impedancije odašiljača na svakoj udaljenosti r_0 , odnosno $Z_{in} = Z_L^*$, pošto je međuimpedancija Z_M ovisna o udaljenosti.

2.6. Teorija sfernih modova

EM polje oko antene da se opisati funkcijama upadnih i reflektiranih sfernih valova čiji normalizirani koeficijenti predstavljaju amplitudne tih valova. Odnos navedenih koeficijenata i upadnih i reflektiranih valova na ulaznim priključcima antene određuje EM svojstva antene u

obliku njene matrice raspršenja (S-matrice). Problem se tada svodi na određivanje elemenata matrice raspršenja koja sadrži sva svojstva antene, prijamna, odašiljačka i raspršivačka. Neka su vektorski potencijali \vec{F} i \vec{A} električnog i magnetskog polja s harmonijskom ovisnosti o vremenu definirani za sferni koordinatni sustav, kao:

$$\vec{F} = -Z_0^{\frac{1}{2}} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \sum_{e,o} a_{nm_0}^+ \psi_{nm_0^e} \vec{e}_r \quad (2.58)$$

$$\vec{A} = jZ_0^{-\frac{1}{2}} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^n \sum_{e,o} b_{nm_0}^+ \psi_{nm_0^e} \vec{e}_r \quad (2.59)$$

za:

$$\psi_{nm_0^e} = \beta r \lambda_{nm}^{-\frac{1}{2}} \cdot P_n^m(\cos \theta) z_n^{(q)}(\beta r) \sin(m\varphi) \quad (2.60)$$

$$\lambda_{nm} = (1 + \delta_{m0}) \frac{2\pi n(n+1)}{(2n+1)} \frac{(n+m)!}{(n-m)!} \quad (2.61)$$

gdje je/su:

e_r – jedinični radij vektor

$a_{nm_0}^+$ i $b_{nm_0}^+$ – koeficijenti TE i ZM modova kod kojih + označava smjer (od antene prema van) $Z_0 = 120\pi \Omega$ – impedancija slobodnog prostora

$\delta_{mn} = \begin{cases} 0, & m \neq n \\ 1, & m = n \end{cases}$ Kronecker delta funkcija

$n! = 1 \cdot 2 \cdot \dots \cdot n = \prod_{i=1}^n i$ faktorijel funkcija

$P_n^m(\cos \theta)$ pridruženi Legendreovi polinomi

$z_n^{(q)}(\beta r)$ jedna od sljedećih funkcija:

$z_n^{(1)}(\beta r) = j_n(\beta r)$ sferna Besselova funkcija

$z_n^{(2)}(\beta r) = n_n(\beta r)$ sferna Neumannova funkcija

$z_n^{(3)}(\beta r) = h_n^{(1)}(\beta r)$ sferna Hankelova funkcija prve vrste

$z_n^{(4)}(\beta r) = h_n^{(2)}(\beta r)$ sferna Hankelova funkcija druge vrste

(2.62)

Sferne Besselove i Neumannove funkcije opisuju sferne stojne valove, a Hankelove funkcije predstavljaju propagirajuće valove prema ishodištu ($h_n^{(1)}(\beta r)$) i od ishodišta ($h_n^{(2)}(\beta r)$). Indeksi o i e označavaju sinusnu odnosno kosinusnu ovisnost o φ_u [69]. Električno i magnetsko polje se pomoću vektorskih potencijala mogu definirati kao [49]:

$$\vec{E} = -\nabla \times \vec{F} + \frac{Z_0}{j\beta} \nabla \times \nabla \times \vec{A} \quad (2.63)$$

$$\vec{H} = \nabla \times \vec{A} + \frac{1}{j\beta Z_0} \nabla \times \nabla \times \vec{F} \quad (2.64)$$

Kad se uvrste izrazi (2.43) i (2.44) u (2.48) i (2.49), tada se polje može predstaviti kao linearna

kombinacija sfernih vektorskih funkcija [69-72]:

$$\vec{E} = Z_0^{\frac{1}{2}} \sum_{n,m} [a_{nm}^+ \bar{M}_{nm} + b_{nm}^+ \bar{N}_{nm}] \quad (2.65)$$

$$\vec{H} = jZ_0^{-\frac{1}{2}} \sum_{n,m} [a_{nm}^+ \bar{N}_{nm} + b_{nm}^+ \bar{M}_{nm}] \quad (2.66)$$

gdje su:

$$\begin{aligned} \vec{M}_{nm} &= \nabla \times \vec{e}_r \psi_{nm} = \lambda_{nm}^{-\frac{1}{2}} \beta \left\{ \frac{m}{\sin \theta} h_n^{(2)}(\beta r) P_n^m(\cos \theta)^{-\sin(m\varphi)} e_\theta \right. \\ &\quad \left. - h_n^{(2)}(\beta r) \frac{\partial}{\partial \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos(m\varphi)}{\sin} e_\varphi \right\} \end{aligned} \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned} \vec{N}_{nm} &= \frac{1}{\beta} \nabla \times \nabla \times \vec{e}_r \psi_{nm} = \lambda_{nm}^{-\frac{1}{2}} \beta \left\{ \frac{n(n+1)}{\beta r} h_n^{(2)}(\beta r) P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos(m\varphi)}{\sin} \vec{e}_r \right. \\ &\quad + \frac{1}{\beta r} \frac{\partial}{\partial r} [r h_n^{(2)}(\beta r)] \frac{\partial}{\partial \theta} P_n^m(\cos \theta) \frac{\cos(m\varphi)}{\sin} \vec{e}_\theta \\ &\quad \left. + \frac{1}{\beta r} \frac{\partial}{\partial r} [r h_n^{(2)}(\beta r)] \frac{m}{\sin \theta} P_n^m(\cos \theta)^{-\sin(m\varphi)} \vec{e}_\varphi \right\} \end{aligned} \quad (2.68)$$

Zbog ortogonalnosti modova prosječna zračena snaga može se izraziti pomoću koeficijenata modova zračenja:

$$P_{rad} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \operatorname{Re} [\vec{E} \times \vec{H}^*] r^2 \sin \theta d\theta d\varphi = \frac{1}{2} \sum_{n,m} (|a_{nn}^+|^2 + |b_{nn}^+|^2) \quad (2.69)$$

Može se uzeti da svaki sferni mod predstavlja val koji se propagira u valovodu jedinične karakteristične impedancije s valnim koeficijentima a_{nm}^+ i b_{nm}^+ [29].

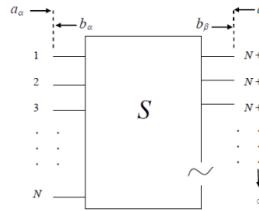
2.7. Matrica raspršenja antene

Antene koje imaju identične dijagrame zračenja mogu se razlikovati po načinu na koji raspršuju upadni val [73][74]. Stoga je bitno definirati nekakav alat za razlikovanje svojstava i određivanje odnosa između dvije antene s istim dijagramom zračenja. Mrežni opis antene je prvi put predložen u [75] gdje je uveden i korišten kriterij relativnog odnosa snage koju antena apsorbira i rasprši. Zatim su prema raspršnim i zračećim svojstvima antene definiranim S-matricom uvedeni pojmovi kao što su antena minimalnog raspršenja (MSA) ili ponekad zvana antena ujednačenog raspršenja [76] i kanonska antena minimalnog raspršenja (CMSA) [73]. Opis stvarnih fizičkih antena i njihove sprege pomoću matrice raspršenja i pojma kanonskih antena su dani u [74][77] što je kasnije, nakon 40-tak godina, poslužilo za definiranje fundamentalnih granica bežičnog prijenosa snage [27]. Mrežni opis antene je prikazan na slici Slika 2.6. pomoću S-matrice. Priključci na lijevoj strani opisuju lokalne pristupne valovodne ulaze i numerirani su od 1 do N , a priključci na desnoj strani koji predstavljaju EM valove izvan sfere koju zatvara antena, od $N+1$ do ∞ [73]. Na ulaznim priključcima su definirane amplitute upadnih i reflektiranih valova koji formiraju stupčane matrice a_α i b_α [73] – [75]. EM polje izvan minimalne sfere koja zatvara antenu je opisano pomoću stupčanih matrica a_β i b_β koje sadrže amplitude sfernih modova.

Općenito, bilo koja antena može se opisati pomoću sljedeće matrice raspršenja u sljedećem obliku:

$$\mathbf{b} = \mathbf{S}\mathbf{a} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_\alpha \\ \mathbf{b}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{\alpha\alpha} & S_{\alpha\beta} \\ S_{\beta\alpha} & S_{\beta\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_\alpha \\ \mathbf{a}_\beta \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

Za idealno vodljivu antenu energija je očuvana, $\mathbf{a}^\dagger \mathbf{a} = \mathbf{b}^\dagger \mathbf{b}$, pa je $\mathbf{S}^\dagger \mathbf{S} = 1$ gdje \dagger označava kompleksno konjugiranu transponiranu vrijednost. Valovi \mathbf{a}_α na ulaznim priključcima (uz $\mathbf{a}_\beta = 0$) generiraju zračene valove $\mathbf{b}_\beta = S_{\beta\alpha}\mathbf{a}_\alpha$, a apsorbirani valovi ili valovi reflektirani natrag na ulazne priključke antene su $\mathbf{b}_\alpha = S_{\alpha\alpha}\mathbf{a}_\alpha$. No, kada je $\mathbf{a}_\alpha = 0$, tada upadni valovi iz slobodnog prostora \mathbf{a}_β generiraju $\mathbf{b}_\alpha = S_{\alpha\beta}\mathbf{a}_\beta$ i valove $\mathbf{b}_\beta = S_{\beta\beta}\mathbf{a}_\beta$ reflektirane u okolni prostor. Prema tome, $S_{\alpha\alpha}$ submatrica opisuje među i samo-spregu između pristupnih priključaka antene, a $S_{\alpha\beta}, S_{\beta\alpha}$ i $S_{\beta\beta}$ opisuju prijamna, odašiljačka i raspršivačka svojstva antenna [65][66]. Svojstva antene $S_{\alpha\beta}$ i $S_{\beta\alpha}$ se često nazivaju prijamni i odašiljački dijagram zračenja modova antene.



Slika 2.6 S matrica antene.

U odsutnosti bilo kakve antene u prostoru upadna snage ne može biti apsorbirana, stoga čitava mora biti reflektirana. Na taj način točka u prostoru postaje idealni reflektor za sferne modove, a da bi polja u toj točki ostala konačna, mora biti zadovoljena jednakost $\mathbf{b}_\beta = \mathbf{a}_\beta$. Ovaj zahtjev vodi analizu do pojma idealno vodljive antene koja je 'nevidljiva' za odašiljač u slobodnom prostoru. Ako su njeni ulazni priključci otvoreni i ukoliko nisu međusobno spregnuti, tada se ona može potpuno i jedinstveno opisati pomoću prijamnih ili odašiljačkih dijagrama modova. Takva antena se naziva kanonska antena minimalnog raspršenja i njena matrica se može zapisati kao [73][74]:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \tilde{S}_{\beta\alpha} \\ S_{\beta\alpha} & 1 - S_{\beta\alpha}\tilde{S}_{\beta\alpha} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

Kompaktna mikrotrakačasta antena (CMS) je recipročna, odnosno $\tilde{S}_{\beta\alpha} = S_{\alpha\beta}$, što označava transponiranu matricu, ako je dijagram zračenja modova antene čisto realan. Može se također pokazati da je za većinu antena koje su na ulazu priključene na prilagođene prijamnike ($\mathbf{a}_\alpha = 0$) raspršena snaga uglavnom veća od apsorbirane snage na ulaznim priključcima. Antene kod kojih je za $\mathbf{a}_\alpha = 0$ u odsutnosti bilo kakve antene u prostoru upadna snage ne može biti apsorbirana, stoga čitava mora biti reflektirana. Antene kod kojih je za $\mathbf{a}_\alpha = 0$ raspršena snaga jednaka apsorbiranoj, zovu se antene minimalnog raspršenja [73] ili alternativno antene ujednačenog raspršenja [74] jer kod nekih prilagođenih antena pod određenim uvjetima apsorbirana snaga može biti veća od raspršene [78]. Zanimljivo je spomenuti da se fizička struktura antene može predstaviti nizom CMS antena [77]. Primjerice, tanki cilindrični dipol se može biti predstaviti nizom od N kanonskih antena, od kojih je $N-1$ parazitnih. Neka je tanki dipol podijeljen na N segmenata koji su dovoljno kratki da aproksimiraju CMS antenu. Tada se $N-1$ segmenata mogu aproksimirati kao CMS antene s reaktivnim opterećenjem, a segment na kojem je napajanje kao CMS antena ugođena s reaktivnom impedancijom spojenom u seriji (prepostavljujući da je otpor generatora jednak otporu zračenja dipola). Kada je parazitni

segment dipola zaključen s otvorenim krugom, tada on postaje 'nevidljiv' i ekvivalentan CMS anteni [77]. Ovakav opis dipola pomoću niza CMS antena praktički odgovara opisu dugog centralno napajanog dipola pomoću metode momenata u [45].

2.8. Granična frekvencija sustava

Granična frekvencija u EM modeliranju označava specifičnu frekvenciju pri kojoj dolazi do značajnih promjena u ponašanju EM valova ili polja u odnosu na strukturu koju modeliramo. Razumijevanje prijelazne frekvencije je ključno za točno modeliranje i dizajniranje EM uređaja i sustava. U kontekstu valovoda, granična frekvencija (eng. cut-off frequency) je najniža frekvencija na kojoj određeni mod EM vala može propagirati kroz valovod. Ovdje su ključni pojmovi i formule vezani za ovaj koncept:

- Valovodi - strukture koje usmjeravaju EM valove. Obično su izrađeni od metalnih cijevi ili dielektričnih materijala.
- Modovi - EM valovi mogu postojati u različitim modovima (npr. TEM, TE, TM). Svaki mod ima svoju graničnu frekvenciju.
- Formula za graničnu frekvenciju - za pravokutne valovode, granična frekvencija za TE_{mn} modove može se izračunati pomoću [7]:

$$f_c = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.72)$$

gdje su c brzina svjetlosti, a širina valovoda, b visina valovoda, te m i n redni brojevi modova.

Granična frekvencija u koaksijalnim kabelima

Koaksijalni kabeli koriste se za prijenos visokofrekvenčnih signala. Prijelazna frekvencija ovdje označava frekvenciju iznad koje koaksijalni kabel više ne može podržavati TEM mod i prelazi u višemodne operacije.

- TEM mod: Na nižim frekvencijama, koaksijalni kabel podržava TEM mod, gdje su električna i magnetska polja okomita na smjer propagacije vala.
- Prijelaz na više modove: Pri frekvencijama iznad granične frekvencije, kabel može podržavati TE i TM modove, što može uzrokovati smetnje i gubitke signala.

Granična frekvencija u antenama

U antenama, granična frekvencija može označavati frekvenciju iznad ili ispod koje antena prelazi iz jednog načina rada u drugi. Primjer je prijelaz između dominacije različitih modova zračenja.

- Rezonantna frekvencija - frekvencija na kojoj je reaktancija antene jednaka nuli, najefikasnije zrači ili prima EM valove. Iznad ili ispod ove frekvencije, performanse antene se mogu značajno promijeniti.
- Usmjereno i efikasnost - pri graničnim frekvencijama, karakteristike poput

usmjerenosti, dijagrama zračenja i efikasnosti antene mogu se drastično mijenjati.

Granična frekvencija u modeliranju debelih žica

U EM dozimetriji, prijelazna frekvencija u modeliranju debelih žica odnosi se na frekvenciju iznad koje efekt kože postaje dominantan. Skin-efekt (efekt istiskivanja struje) je fenomen gdje struja teče pretežno blizu površine provodnika pri višim frekvencijama.

- Efekt kože (eng. skin effect): Pri visokim frekvencijama, struja se koncentira na površini žice, čime se smanjuje efektivni presjek provodnika i povećava njegov otpor.
- Debljina kože (δ) se može izračunati pomoću [79]:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (2.73)$$

gdje su ρ specifični otpor materijala i μ magnetska permeabilnost materijala.

Primjena u dizajnu i analizi:

- Optimizacija sustava - razumijevanje prijelaznih frekvencija omogućuje inženjerima optimizaciju dizajna komponenti kako bi se postigle željene performanse unutar specifičnih frekvencijskih opsega.
- Simulacije - korištenje numeričkih metoda kao što su FEM i FDTD pomaže u preciznom modeliranju EM učinaka i predviđanju ponašanja sustava pri različitim frekvencijama.
- Praktične primjene - dizajn valovoda, antena, koaksijalnih kabela i drugih visokofrekvenčkih komponenti zahtijeva detaljno razumijevanje prijelaznih frekvencija kako bi se osigurala efikasnost i pouzdanost u radu.

Granična frekvencija je ključan koncept u EM modeliranju jer definira granicu unutar koje sustavi i komponente zadržavaju svoje specificirane karakteristike. Duboko razumijevanje prijelazne frekvencije omogućava optimizaciju dizajna, poboljšanje performansi i pouzdanosti, te precizno predviđanje EM ponašanja u različitim aplikacijama.

3. UČINCI EM POLJA I SMJERNICE ZA ZAŠTITU OD PREKOMJERNE IZLOŽENOSTI

3.1. Biološki učinci EM polja

Utjecaj EM polja na ljudski organizam, između ostalog, varira ovisno o frekvenciji, a pri visokim frekvencijama količina apsorbirane energije igra ključnu ulogu u procjeni zdravstvenih rizika. Štetni učinci na ljudsko zdravlje često su akumulativne prirode te su usko povezani s vremenom izloženosti zračenju i dozom ozračenosti [10] [11] [79]. Iako je poznato da određene razine EM polja mogu imati negativan utjecaj na ljude, istraživanja i dalje proučavaju dugotrajni učinak izloženosti razinama znatno ispod propisanih graničnih vrijednosti u smjernicama [10] [11]. Stoga se provode brojne epidemiološke studije na ovu temu, no važno je naglasiti da su takve studije korisne za postavljanje hipoteza, ali same po sebi nisu dovoljne za donošenje relevantnih zaključaka. Mogu služiti isključivo za opisivanje veze između uzroka i posljedica, ali ne i za konačno dokazivanje [79]. Biološki učinci EM polja na ljudski organizam manifestiraju se kroz detektabilne, reverzibilne ili nereverzibilne fiziološke promjene u organizmu. Na niskim frekvencijama, EM polja dominiraju neuromišićnom stimulacijom, što se često manifestira kao osjećaj trnaca. EM polja niskih frekvencija također utječu na raspodjelu električnih nabroja po površini tijela, stvarajući struje koje teku kroz tijelo prema zemlji, ili izazivaju pojavu vrtložnih struja unutar tijela. EM polja veće jačine mogu uzrokovati sile koje stimuliraju mišićni i živčani sustav, ili dovode do promjena u dielektričnosti staničnih membrana [79]. U frekvencijskom području iznad 100 kHz, učinci EM polja elektrostimulacije živčanog sustava prelaze u promjene u propusnosti membrana i povišenje temperature unutar ili na površini tkiva.

Stoga se frekvencija f od 100 kHz smatra svojevrsnom granicom ispod koje dominira elektrostimulacija živčanog sustava, dok iznad te granice prevladava zagrijavanje tkiva. Preciznije, pri $f > 100$ kHz tijelo apsorbira emitiranu EM energiju, a energija prenesena valom prenosi se na molekule unutar tkiva. Molekule koje apsorbiraju tu energiju počinju se rotirati, tj. naboј koji se kreće međusobno sudara, čime se kinetička energija pretvara u toplinsku energiju. Kada je riječ o toplinskim učincima, ovisno o visini frekvencije EM vala, odnosno dubini prodiranja EM energije u tkivo, može se promatrati zagrijavanje u dubini ili površinsko zagrijavanje tkiva.

Pri ekstremno visokim intenzitetima EM polja dokazani su štetni učinci na zdravlje. Na primjer, jedan od takvih negativnih učinaka je povećanje propusnosti barijere koja bi inače spriječila protok određenih tvari u mozak putem krvi [79]. Osim toga, neki istraživači ističu štetan utjecaj mobilnih telefona na mentalne procese poput pažnje, kratkotrajne memorije, upravljanja informacijama ili vremena reakcije [79].

Potencijalno štetni učinci na zdravlje mogu se pojaviti u slučaju bioloških učinaka koje regulacijski procesi u organizmu nisu sposobni kompenzirati. Ti učinci ovise o vremenu i razini izloženosti. Unatoč tome, i dalje se postavlja pitanje postoji li štetan učinak na zdravlje kada su razine EM polja ispod onih koje uzrokuju evidentne toplinske efekte. Dodatno, istražuje se mogu li se ti efekti pojaviti čak i kad tijelo, putem regulacijskih mehanizama, održava ravnotežu unatoč doziranoj EM energiji.

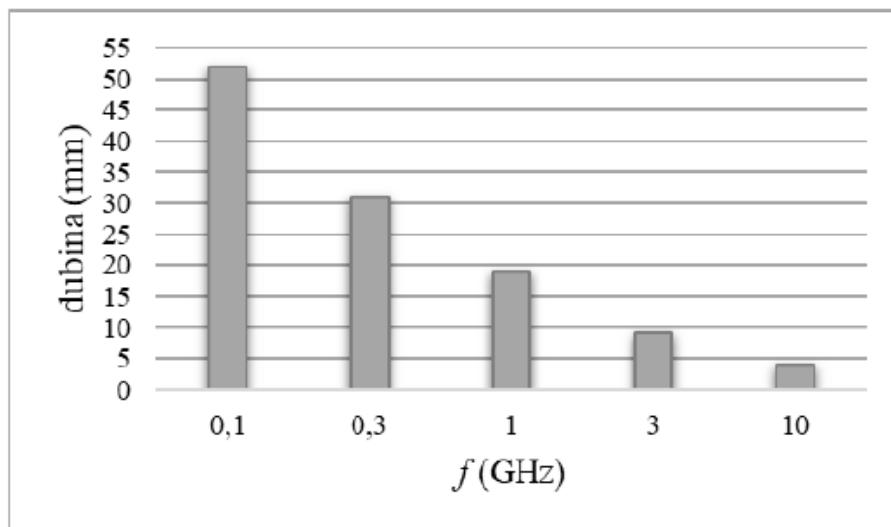
Kada se razmatra utjecaj EM polja na povišenje tjelesne temperature, [79] razlikuje dva scenarija: povišenje temperature cijelog tijela i lokalno povišenje temperature. Temperatura tijela odnosi se na temperaturu u dubini ljudskog tijela (trbušna šupljina ili mozak), prosječno

37 °C. Ako se tjelesna temperatura poveća za više od 1 °C (hipertermija), mogući su negativni učinci na ljudsko zdravlje, a povećanje iznad 40 °C može dovesti do toplinskog udara ili čak smrti. Tjelesna temperatura je povezana s toplinskom energijom u tijelu, koja ovisi o sposobnosti regulacije tjelesne temperature znojenjem, omjeru mase i površine tijela. Apsorbirana EM energija na površinskim dijelovima tijela prenosi se unutrašnjosti krvotokom, aktivirajući termoregulacijski sustav za održavanje stabilne tjelesne temperature. Gubici topline uzrokovani znojenjem pomažu u održavanju normalne tjelesne temperature, proporcionalnu omjeru ukupne apsorbirane snage i površine tijela [79].

Izloženost lokalnom zagrijavanju tkiva može uzrokovati osjećaj bola ili opeklina, a štetnim se smatra izloženost razinama EM polja koje mogu dovesti do povišenja lokalne temperature iznad 41 °C. Međutim, prilikom takvog razmatranja važno je razlikovati vrstu tkiva. Naime, tkiva tipa 1 uključuju čelo, iris oka, sloj epidermisa, dermisa, masno tkivo, područje nadlaktice, podlaktice, ruke, noge, stopala i sl. Tkiva tipa 2 obuhvaćaju unutarnja tkiva glave, očiju, trbuha, leđa i druga. Razinu lokalnog zagrijavanja utječu mnogi faktori, uključujući vrstu odjeće, uvjete okoline, fiziološko stanje organizma i slično.

Prodiranje EM energije u tkivo značajno ovisi o frekvenciji ulaznog EM vala. Preciznije, pri frekvencijama ispod 6 GHz apsorbirana energija prodire dublje u tkivo. S povećanjem frekvencije EM polja iznad 6 GHz, zagrijavanje tijela postaje više površinsko (vidi Slika 3.1).

Prema određenim istraživanjima [79], dubina prodiranja vala na frekvenciji od 6 GHz iznosi 6 mm, dok je na frekvencijama višim od 30 GHz ta dubina manja od 1 mm. Procjenjuje se da se otprilike 86% snage apsorbira na dubinama između 8 mm i 0,2 mm pri frekvencijama između 6 GHz i 300 GHz. Uspoređujući toplinu generiranu u dubljim slojevima tkiva, toplina u površinskim dijelovima lakše se raspršuje u okoliš. Smatra se da dodir površinskog sloja tkiva (kože) s temperaturom nižom od 42 °C neće izazvati bol ili oštećenja. Međutim, druga istraživanja sugeriraju moguće oštećenje tkiva pri povišenju temperature iznad 41 °C, odnosno 43 °C.



Slika 3.1 Dubina prodiranja EM energije u ovisnosti o frekvenciji [83].

Bitno je napomenuti da je količina apsorbirane energije veća pri rezonantnim frekvencijama, definiranim kao frekvencije pri kojima je polovica valne duljine jednaka visini čovjeka u

slobodnom prostoru, ili pri kojoj je četvrtina valne duljine jednaka visini čovjeka u kontaktu s vodljivim tlom.

Osim potencijalnih štetnih učinaka izloženosti zračenju baznih stanica, posebna pažnja treba se posvetiti utjecaju novih modernih uređaja koji se često koriste neposredno uz ljudsko tijelo [77]. U većini slučajeva, razine zračenja baznih stanica su znatno niže u usporedbi s mobilnim uređajima smještenim neposredno uz tijelo, te su često mnogo niže od dozvoljenih graničnih razina [10], [79]. Prema [80], čak i porast temperature od $0,3\text{ }^{\circ}\text{C}$ u području hipotalamusu kod djece može izazvati proširenje krvnih žila, povećanje protoka krvi, isparavanje znojenjem, a moguće su i promjene u brzini propagacije živčanih impulsa. U [80] se također spominje da je granično povišenje temperature od $4,5\text{ }^{\circ}\text{C}$ povezano s oštećenjem neurona tijekom izloženosti duže od 30 minuta, dok je povišenje temperature od $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ povezano s oštećenjima na koži. Posebno su istaknute različite fiziološke posljedice povišenja tjelesne temperature u rasponu od $1\text{ }^{\circ}\text{C}$ do $2\text{ }^{\circ}\text{C}$ kod životinja. Postoje istraživanja koja istražuju dugotrajnu uporabu mobilnih uređaja tijekom razdoblja od 10 ili više godina, a koja pokazuju povećani rizik od teških, zločudnih bolesti za čak 40%. Međutim, rezultati takvih istraživanja smatraju se nesigurnima, tj. još uvijek nema konkretnih dokaza da EM polja mogu izazvati tumore [81]. Prema Svjetskoj zdravstvenoj organizaciji, RF EM polja svrstavaju se u skupinu potencijalno kancerogenih [11]. Istraživanja o zdravstvenim rizicima povezanim s izloženošću RF EM poljima uglavnom su usmjerena na funkcije i fiziologiju mozga, sluha i vida, neuroendokrini sustav, neurodegenerativne bolesti, kardiovaskularni sustav, živčani sustav, termoregulacijski sustav, imunološki sustav, reproduktivni sustav te kancerogene bolesti. Međutim, nema relevantnih dokaza koji bi potvrdili štetan utjecaj pri izloženosti razinama EM polja propisanim u temeljnim, odnosno referentnim ograničenjima.

3.2. Definicija dozimetrijskih veličina

Općenito, inducirane struje i polja u ljudskom tijelu uzrokuju toplinske i netoplinske učinke. U kontekstu toga u ovom poglavlju promatra se J , E_{in} , SAR , TPD i S_{ab} . Kad je čovjek izložen poljima niskih frekvenciјa, toplinski su efekti zanemarivi, a mogući netoplinski efekti odnose se na staničnu razinu. Poznavanje gustoće struje inducirane u tijelu temelj je za razumijevanje interakcije ljudskog tijela s poljima niskih frekvenciјa.

Gustoća struje unutar tijela može se inducirati zbog vanjskih električnih, odnosno magnetskih polja. Unutarnje su gustoće struja zbog vanjskih električnih polja aksijalne, a inducirane gustoće struja zbog vanjskoga magnetskoga polja formiraju zatvorene petlje u tijelu.

Unutarnja je gustoća struje J zbog vanjskoga narinutoga električnog polja definirana Ohmovim zakonom u njegovu diferencijalnom obliku:

$$J = \sigma E \quad (3.1)$$

gdje je σ električna vodljivost tkiva, a E jakost odgovarajućega električnog polja. Istodobno gustoća struje, koja se inducira u ljudskom tijelu, zbog vanjskoga narinutoga magnetskog polja tvori zatvorene petlje i može se odrediti primjenom relacije [82] - [83]:

$$J = \sigma \pi r f B \quad (3.2)$$

gdje je B magnetska indukcija okomita na tijelo, f je dana frekvencija, a r radijus kružne petlje. U međunarodnim smjernicama osnovni parametar za evaluaciju učinaka električnih i magnetskih polja niskih frekvenciјa dugo je bila inducirana gustoća struje u ljudskom tijelu, a od 2010. godine razmatra se i inducirano električno polje.

$$E_{ind} = \frac{J}{\sigma + j\omega\epsilon} \quad (3.3)$$

S obzirom pak na visokofrekvencijski bioelektromagnetizam ključno se pitanje svodi na određivanje iznosa apsorbirane EM energije u tijelu i njezine distribucije unutar tijela.

Temeljna je dozimetrijska veličina na visokim frekvencijama specifična gustoća apsorbirane snage ili stupanj specifične apsorpcije koji predstavlja po masi usrednjenu snagu disipiranu u biološkom tkivu [84]:

$$SAR = \frac{dP}{dm} = \frac{d}{dm} \frac{dW}{dt} = C_T \frac{dT}{dt} \quad (3.4)$$

gdje je C_T specifični toplinski kapacitet tkiva, T je temperatura, a t vrijeme. Izraz (3.4.) definicija je SAR-a koja proizlazi iz toplinskog učinka, odnosno iz posljedice zračenja. Istodobno, promatra li se uzrok porasta temperature u obliku unutarnjega električnog polja, SAR je u tkivu proporcionalan kvadratu unutarnjega električnog polja [84]:

$$SAR = \frac{dP}{dm} = \frac{dP}{\rho dV} = \frac{\sigma}{\rho} |E|^2 \quad (3.5)$$

gdje su E efektivna vrijednost električnog polja, ρ gustoća tkiva, a σ vodljivost tkiva. Dakle, SAR je direktno proporcionalan unutarnjem polju, pa se glavna zadaća dozimetrije na visokim frekvencijama svodi na određivanje raspodjele električnog polja unutar tijela. Dozimetrijska veličina koja se također koristi u ovom radu je TPD. Ova dozimetrijska veličina donekle predstavlja alternativu za S_{ab} koja je prema ICNIRP-u relevantna za izloženost zračenju pri frekvencijama višim od tranzijentne frekvencije od 6 GHz. Naime, kako je već istaknuto, pri višim frekvencijama ($f > 6$ GHz) umjesto promjene temperature u volumenu tkiva, prikladnije je razmatrati zagrijavanje na samoj površini tkiva, budući da pri višim frekvencijama dubina penetracije EM energije eksponencijalno opada.

TPD se definira relacijom [79]:

$$TPD = \int_0^{r_d} \sigma |E(\vec{r}_d)|^2 dr_d \quad (3.6)$$

gdje je $E(\vec{r}_d)$ efektivna vrijednost električnog polja na nekoj udaljenosti r_d od površine modela ljudskog tijela do točke unutar modela tijela, u kojoj se vrši promatranje, a mjerena jedinica za TPD je W/m³.

Gustoćom toka, S_{ab} u W/m² definirana je kao:

$$S_{ab} = \frac{1}{2} Re(\vec{E} \times \vec{H}^*) \quad (3.7)$$

\vec{E} - vektor električnog polja,

\vec{H}^* - kompleksno-konjugirani vektor magnetskog polja.

3.3. Smjernice za zaštitu od EM polja u Republici Hrvatskoj

S ciljem izbjegavanja štetnih učinaka na zdravlje (prikazanih u tablici Tablica 3.1), te sprječavanja prekomjerne izloženosti EM poljima baznih stanica, mnoge svjetske organizacije

donose mjere zaštite i postavljaju granične vrijednosti za izloženost. Dvije najpoznatije organizacije koje se bave tim pitanjem su ICNIRP i IEEE. Općenito, u Europi su prihvачene granične razine izloženosti EM poljima koje propisuje ICNIRP. Ipak, države i lokalne zajednice imaju autonomiju u reguliranju nacionalnih zakonodavstava kako bi zaštitile zdravlje, kako javnosti tako i radnika koji obavljaju poslove povezane s izvorima EM polja. Zaštita od neionizirajućih EM polja u Republici Hrvatskoj regulirana je Pravilnikom o zaštiti od EM polja [85], Pravilnikom o izmjenama i dopunama Pravilnika o zaštiti od EM polja [86] te Pravilnikom o zdravstvenim uvjetima kojima moraju udovoljavati radnici koji obavljaju poslove s izvorima neionizirajućeg zračenja [87]. Postavljanje graničnih razina određuje se prema znanstvenim i stručnim spoznajama, često temeljenim na istraživanjima na fantomima, u kojima je potvrđen štetan utjecaj na organizam. Ove granične razine temelje se na konkretnim dokazima o štetnim učincima, a ne na pretpostavkama ili tvrdnjama. Kada se uoče utjecaji EM polja na razinama koje mogu rezultirati štetnim posljedicama, primjenjuju se tzv. sigurnosni faktori, čije vrijednosti obično iznose 2, 5, 10 ili 50, ovisno o tome je li izloženost cijelog tijela ili lokalna. Dodatno, zbog nemogućnosti pojedinca da kontrolira razinu izloženosti EM poljima u području javne i povećane izloženosti, primjenjuju se stroža ograničenja u odnosu na područje profesionalne izloženosti [85].

U smjernicama za zaštitu prvenstveno su definirane granice nepovoljnih učinaka ili operativne granice za koje postoje saznanja o štetnim posljedicama izloženosti. Na takve granice kasnije su primjenjeni sigurnosni faktori zbog varijabilnosti unutar populacije (starosna dob, spol), varijabilnosti u okolišu (temperatura, vlažnost, itd.) te različitih nesigurnosti pri određivanju stvarnih razina izloženosti, čime se definiraju temeljna ograničenja (BR). Temeljna ograničenja odnose se na veličine usko povezane sa štetnim učincima RF zračenja, a neke od tih veličina su fizičalne i teško ih je ili neprimjereno izravno izmjeriti.

Tablica 3.1 Međudjelovanje EM polja i ljudskog tijela [12].

Frekvencijsko područje	Biološki efekti	Temeljna mjera izloženosti
polja niskih frekvencija (3-100 kHz)	neuromišićne stimulacije	Inducirano električno polje u pobuđenom tkivu E_{in} [V/m]
radiovalovi (100 kHz –3 GHz)	zagrijavanje tkiva	specifična razina apsorpcije SAR [W/kg]
mikrovalno zračenje (3-300 GHz)	površinsko zagrijavanje tkiva	gustoća snage S [W/m ²]

S obzirom na rizik po zdravlje, ključno pitanje je kolika količina EM energije se apsorbira u biološkom tkivu, s obzirom da ona ima najveći utjecaj na termalne učinke opisane u prethodnom poglavlju. Pokazano je da povиšenjem frekvencije EM vala opada mogućnost penetracije EM energije u tkivo. Razmatra se dubina penetracije, te je stoga podijeljena EM polja na ona frekvencija između 100 kHz i 6 GHz, odnosno na polja između 6 GHz i 300 GHz. Zbog toga što EM polja frekvencija iznad 100 kHz utječu na zagrijavanje tkiva, dugo se raspravljalo o tome koja veličina je prikladnija za opisivanje razine povиšenja tjelesne temperature s obzirom na frekvenciju: SAR ili gustoća snage (ponekad nazivana i gustoćom toka, S_{ab}). Iako su neka ranija istraživanja ukazivala na to da je SAR prikladnija veličina u frekvencijskom rasponu od 1 GHz do 10 GHz, novija istraživanja dokazuju kako je SAR ipak prikladniji za EM polja frekvencija između 1 GHz i 6 GHz, dok je gustoća snage pogodnija za

frekvencije iznad 6 GHz [88], [89].

Bitno je napomenuti da se analiza izloženosti ljudi poljima visokih frekvencija odnosi na čitavo tijelo samo ako se osoba nalazi dovoljno daleko od izvora zračenja, odnosno u daljinskom polju. Prema [12], izloženost razinama SAR-a od 6 W/kg u frekvencijskom opsegu između 100 kHz i 6 GHz tijekom 1 sata rezultirat će porastom tjelesne temperature za 1 °C kod odraslih osoba. Za postizanje jednakog porasta temperature kod djece potreban je nešto viši SAR, s obzirom na njihov efikasniji sustav odvođenja topline. Prema tome, u frekvencijskom opsegu između 100 kHz i 300 GHz, maksimalna dopuštena vrijednost SAR-a je 4 W/kg, izračunata kao prosječna vrijednost kroz vremenski period od 30 minuta, potrebnu da bi se tijelu povisila temperatura za 1 °C. Na navedenu razinu naknadno se primjenjuje faktor 10 za slučaj izloženosti radnika (profesionalna izloženost), što postavlja graničnu razinu na 0,4 W/kg, prosječenu kroz 30-minutni vremenski interval. Za slučaj izloženosti na javnim područjima primjenjuje se redukcijski faktor od 50, što znači da je granična razina postavljena na 0,08 W/kg, prosječenu kroz 30-minutni vremenski interval.

U situaciji kada se osoba nalazi u neposrednoj blizini izvora zračenja, kao što je primjerice područje oko mobilnog telefona, analizira se specifični dio tijela koji je direktno izložen zračenju, poput glave, mozga, očiju itd. [90]. Vrijednost SAR-a u takvim slučajevima često se usrednjava po volumenu mase. Istraživanja, smatraju da je usrednjavanje po masi od 1 g neprikladno, odnosno loš pokazatelj povećanja tjelesne temperature. Današnja praksa je korištenje mase od 10 g (kocka duljine stranice 2,15 cm) pri usrednjavanju, a oznaka za tu veličinu je 10g-SAR ili SAR_{10g} . U frekvencijskom opsegu između 100 kHz i 6 GHz, SAR_{10g} se koristi za opisivanje lokalnog zagrijavanja, odnosno kao prikladna mjera za opisivanje porasta temperature tkiva. Prema tome, definirane su maksimalne vrijednosti za različite dijelove tijela (glava, trup, udovi itd.) koje osiguravaju da granične razine porasta temperature, pri kojima može doći do štetnih učinaka, ne budu premašene (do 5 °C za tkiva tipa 1, odnosno do 2 °C za tkiva tipa 2).

Štetne učinke može prouzročiti izloženost SAR_{10g} u iznosu od 20 W/kg na području glave i trupa. Na tu veličinu primjenjen je faktor smanjenja od 2 za profesionalnu izloženost, odnosno faktor 10 za izloženost općoj populaciji, čime su postavljene granične razine izloženosti na 10 W/kg, odnosno 2 W/kg. U slučaju izloženosti udovima, izloženost SAR_{10g} u iznosu od 40 W/kg smatra se štetnom. Primjenom faktora smanjenja, postavljene su granične razine izloženosti na 20 W/kg u slučaju profesionalne izloženosti, odnosno 4 W/kg za izloženost općoj populaciji. Kada je riječ o lokalnom zagrijavanju, kod frekvencija iznad 6 GHz smatra se prikladnijim razmatrati apsorbiranu gustoću snage (S_{ab}), preko koje je moguće razmatrati i povišenje temperature. S obzirom na takve frekvencije, većina zračene snage apsorbira se unutar kožnog tkiva, odnosno u prvoj polovici definirane kocke dimenzija $2,153\text{ cm}^3$, koja se koristi pri izračunu SAR_{10g} .

Prepostavlja se da razina S_{ab} veća od 200 W/m^2 , uzeta u prosjeku kroz 6-minutni vremenski period na površini od 4 cm^2 , može izazvati štetne učinke. Kao i u prethodnom slučaju, za određivanje graničnih razina primjenjen je faktor 2 za profesionalnu izloženost, odnosno faktor 10 za izloženost općoj populaciji. Stoga su postavljene granične razine na 100 W/m^2 , odnosno 20 W/m^2 . Površina od 4 cm^2 odabrana je jer pruža zadovoljavajuću aproksimaciju za lokalno najviše povišenje temperature uslijed izloženosti EM poljima frekvencije više od 6 GHz. U Republici Hrvatskoj, prema [85], definirana je granična vrijednost SAR-a na frekvencijskom opsegu između 100 kHz i 10 GHz, posebno propisana za cijelo tijelo, glavu, trup i udove (Tablica 3.2).

Kako je već navedeno u uvodu, mjerjenje dozimetrijskih veličina poput SAR-a i S_{ab} nije optimalno. Stoga se temeljem tih osnovnih veličina izvode tzv. referentne veličine koje su praktične za izravna mjerjenja. Izvedene su i referentne granične razine, prateći temeljna ograničenja. Važno je napomenuti da su referentne granične razine određene konzervativnim pristupom, što znači da se očekuje da budu strože od temeljnih ograničenja.

U najnepovoljnijem scenariju izloženosti referentnim razinama, osigurano je poštivanje temeljnih graničnih razina. To također znači da razina izloženosti može prekoračiti dozvoljene granične referentne razine izloženosti, uz istovremeno održavanje razina izloženosti ispod temeljnih graničnih razina.

Referentne veličine obuhvaćaju incidentno električno i magnetsko polje (E_{inc} , H_{inc} , B_{inc}), incidentnu gustoću snage (S_{inc}), gustoću snage ekvivalentnog ravnog vala (S_{eq}), incidentnu gustoću energije (U_{inc}), i slično (tablice Tablica 3.3 - Tablica 3.5). Sve navedene veličine mjere se izvan tijela koje je izloženo zračenju. U Republici Hrvatskoj, trenutno su na snazi ograničenja referentnih veličina navedena u tablicama, ovisno o kategoriji izložene populacije.

Tablica 3.2 Granične vrijednosti SAR-a po izloženim dijelovima tijela za opću populaciju [11].

f (GHz)	SAR (W/kg)		
	cijelo tijelo	glava i trup	udovi
$10^{-4} - 10$	0,08	2	4

Tablica 3.3 Granične razine za E i B za populaciju pojačane osjetljivosti [11].

f (MHz)	E (V/m)	B (μ T)	S (W/m^2)
10 - 400	11.2	0,0368	0,326

Tablica 3.4 Granične razine za E i B za opću populaciju [11].

f (MHz)	E (V/m)	B (μ T)	S (W/m^2)
10 - 400	26	$8.7 \cdot 10^{-2}$	1,8

Tablica 3.5 Granične razine za E i B za radnike [11].

f (MHz)	E (V/m)	B (μ T)	S (W/m^2)
10 - 400	61	0,2	-

Graničnim referentnim razinama mora udovoljavati svaki izvor EM polja pojedinačno. No, u slučaju postojanja više izvora različitih frekvencija, kumulativni efekt djelovanja izvora EM polja u vidu ozračenosti mora biti zadovoljen.

Prema tome, za izloženost cijelog tijela u intervalu uprosječenja većem ili jednakom 6 min,

vrijedi:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=100\text{kHz}}^{30\text{MHz}} \left\{ \left(\frac{E_{\text{inc},i}}{E_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 + \left(\frac{H_{\text{inc},i}}{H_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 \right\} + \\ & \sum_{i>30\text{MHz}}^{2\text{GHz}} \text{MAX} \left\{ \left(\frac{E_{\text{inc},i}}{E_{\text{inc},RL,i}} \right)^2, \left(\frac{H_{\text{inc},i}}{H_{\text{inc},RL,i}} \right)^2, \left(\frac{S_{\text{inc},i}}{S_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 \right\} + \\ & \sum_{i>2\text{GHz}}^{300\text{GHz}} \left(\frac{S_{\text{inc},i}}{S_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 \leq 1 \end{aligned} \quad (3.1)$$

gdje indeks " inc,i " označava incidentnu vrijednost fizikalne veličine, a " inc,RL,i " graničnu referentnu vrijednost veličine za izvor frekvencije i .

Za lokalnu izloženost vrijedi:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=100\text{kHz}}^{30\text{MHz}} \text{MAX} \left\{ \left(\frac{E_{\text{inc},i}}{E_{\text{inc},RL,i}} \right)^2, \left(\frac{H_{\text{inc},i}}{H_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 \right\} + \\ & \sum_{i>30\text{MHz}}^{2\text{GHz}} \text{MAX} \left\{ \left(\frac{E_{\text{inc},i}}{E_{\text{inc},RL,i}} \right)^2, \left(\frac{H_{\text{inc},i}}{H_{\text{inc},RL,i}} \right)^2, \left(\frac{S_{\text{inc},i}}{S_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 \right\} + \\ & \sum_{i>2\text{GHz}}^{6\text{GHz}} \left(\frac{S_{\text{inc},i}}{S_{\text{inc},RL,i}} \right)^2 + \\ & \sum_{i>6\text{GHz}}^{30\text{GHz}} \left(\frac{S_{\text{inc},4\text{cm}^2,i}}{S_{\text{inc},4\text{cm}^2,RL,i}} \right)^2 + \\ & \sum_{i>30\text{GHz}}^{300\text{GHz}} \text{MAX} \left\{ \left(\frac{S_{\text{inc},4\text{cm}^2,i}}{S_{\text{inc},4\text{cm}^2,RL,i}} \right)^2, \left(\frac{S_{\text{inc},1\text{cm}^2,i}}{S_{\text{inc},1\text{cm}^2,RL,i}} \right)^2 \right\} \leq 1 \end{aligned} \quad (3.2)$$

Kako je istaknuto u normama, na frekvencijskom području između 100 kHz i 300 GHz za slučaj djelovanja EM polja više frekvencija moraju biti zadovoljeni uvjeti:

$$\begin{aligned} & \sum_{i>1}^N \left[\frac{E_i(f_i)}{E_{RL,i}(f_i)} \right]^2 \leq 1 \\ & \sum_{i>1}^N \left[\frac{H_i(f_i)}{H_{RL,i}(f_i)} \right]^2 \leq 1 \end{aligned} \quad (3.3)$$

gdje $E_i(f_i)$ i $H_i(f_i)$ označavaju izmjerenu/izračunatu razinu električnog, odnosno magnetskog polja i -tog izvora, a $E_{RL,i}(f_i)$ i $H_{RL,i}(f_i)$ granične razine električnog, odnosno magnetskog polja na frekvenciji f .

4. ELEKTROMAGNETSKO MODELIRANJE LJUDSKOG TIJELA

Elektromagnetska dozimetrija bavi se proučavanjem i kvantificiranjem izloženosti elektromagnetskim poljima, kako bi se razumjeli njihovi učinci na materijale i žive organizme. Model tanke žice predstavlja jedan od osnovnih modela u ovom području, često korišten za analizu elektromagnetskih interakcija s dugim, tankim vodičima.

Model tanke žice

Model tanke žice [79] koristi se za opisivanje ponašanja elektromagnetskih valova u blizini dugih, tankih vodiča. Glavne značajke ovog modela uključuju:

- Žica se smatra beskonačno dugom ili dovoljno dugom u odnosu na valnu duljinu elektromagnetskog polja koje se analizira. Promjer žice je mnogo manji od valne duljine.
- Struja i napon: analizira se raspodjela struje i napona duž žice kao funkcija vremena i prostora.
- Induktivitet i kapacitet: uzimaju se u obzir induktivni i kapacitivni učinci koji nastaju zbog interakcije elektromagnetskog polja sa žicom.
- Granični uvjeti: definiraju se uvjeti na krajevima žice ili na mjestima gdje žica mijenja svoj smjer ili karakteristike (npr. spoj s drugim vodičem).

Proračuni i Analiza

Za analizu elektromagnetskog zračenja i induciranih struja u tankoj žici koriste se Maxwellove jednadžbe u pojednostavljenoj formi prilagođenoj modelu tanke žice. Uobičajene metode proračuna uključuju:

- Metoda separacije varijabli: koristi se za rješavanje diferencijalnih jednadžbi koje opisuju elektromagnetsko polje u blizini žice.
- Numeričke metode: metode kao što su FEM ili FDTD mogu se koristiti za detaljnije proračune.
- Analitički pristupi: u posebnim slučajevima moguće je koristiti analitičke pristupe za rješavanje specifičnih problema vezanih za elektromagnetsko polje oko tanke žice.

Elektromagnetska dozimetrija koja se odnosi na model debele žice uključuje detaljniju analizu elektromagnetskih polja i njihovih učinaka unutar provodnika većeg promjera. Ova analiza je važna za razumijevanje distribucije struje i elektromagnetskih polja unutar i oko žice, kao i za procjenu induktivnih i kapacitivnih učinaka.

Model debele žice

Model debele žice [79] se koristi za opisivanje elektromagnetskih učinaka u vodičima čiji

promjer nije zanemariv u odnosu na valnu duljinu elektromagnetskog polja. Glavne značajke ovog modela uključuju:

- Geometrija: žica se smatra dovoljno debelom tako da promjer nije zanemariv u usporedbi s valnom duljinom elektromagnetskog polja.
- Distribucija struje: zbog efekta kože, struja se koncentira bliže površini žice na višim frekvencijama, smanjujući efektivni presjek kroz koji struja teče.
- Induktivni i kapacitivni učinci: uzimaju se u obzir induktivni i kapacitivni učinci unutar žice i u interakciji s okolinom.
- Fizikalne osobine materijala: svojstva materijala, poput električne vodljivosti i magnetske permeabilnosti, imaju značajan utjecaj na ponašanje elektromagnetskih polja unutar i oko žice.

Proračuni i analiza

Analiza elektromagnetskih učinaka u debeloj žici zahtjeva rješavanje Maxwellovih jednadžbi uz odgovarajuće granične uvjete. Metode koje se koriste uključuju:

- Analitičke metode: u jednostavnim geometrijama i uvjetima, analitičke metode mogu pružiti rješenja. Efekt kože se može opisati pomoću Besselovih funkcija za cilindrične provodnike.
- Numeričke metode: poput FEM i FDTD često se koriste za detaljne proračune distribucije elektromagnetskih polja.
- Simulacije: računalne simulacije omogućuju modeliranje složenih scenarija, uključujući promjene frekvencije, materijalnih svojstava i interakcija s okolnim strukturama.

Efekt kože (eng. skin effect)

Efekt kože je ključan faktor u analizi debele žice. Pri visokim frekvencijama u skladu s relacijom (2.73), struja teži da se koncentira blizu površine žice, što smanjuje efektivni presjek i povećava otpor. Ovaj efekt je važan za razumijevanje kako elektromagnetska polja utječu na prijenos energije kroz debelu žicu.

4.1. Modeli ljudskog tijela

Ljudski modeli igraju vitalnu ulogu u karakterizaciji i analizi fizičkih i bioloških učinaka u području istraživanja vezano za elektromagnetsku kompatibilnost; kao što su ljudska zaštita, sigurnost proizvoda i biomedicinske znanosti [88]. S dugom poviješću počevši s jednostavnim geometrijskim prikazima [89], ljudski modeli dosegnuli su naprednu kvalitetu koja predstavlja ljudsku anatomiju s superiornim točnošću [90]. Računalni modeli su obično dostupni u prikazima koji odgovaraju različitim simulacijskim platformama. Većina ovih modela izrađena je pomoću segmentacije i grupiranjem medicinskih slika kako bi se identificirale različite anatomske strukture (kao što su tkiva, tekućine, strukture itd.). Raniji pokušaj za antropomorfnim ljudskim modelima, kao u [91], sastojao se od 36 organa/tkiva u rezoluciji slike od 1 mm; međutim, longitudinalna rezolucija bila je niska na 5 - 10 mm. Kasnije je isti

broj organa predstavljen s unificiranim razlučivošću od 2 mm [92]. Modeli odraslih muških i ženskih subjekata su razvijeni da predstavljaju različite rase (npr. [93] – [96]). Štoviše, razvijen je niz modela koji predstavljaju ljudska bića različite dobi, spol, indeks tjelesne mase (BMI), itd. (npr. [90]). Posebni modeli koji predstavljaju žene trudnice su konstruirani u [97] [98]. U nekoliko studija su također razvili modele dojenčadi i djece (npr. [99]). Modeli u različitim položajima (stojeći, sjedeći, podignute ruke itd.) su prilagođeni za pružanje pouzdanih modela temeljenih na upotrebi, kao što je prikazano u [100][101]. Nedavni razvoj umjetne inteligencije, osobito dubokog učenja, dovela je do izvanrednih otkrića u nekoliko upotreba za medicinsko snimanje i obradu signala [101]. Konkretno, postalo je moguće stvoriti pouzdane, visokokvalitetne segmentacije u kratkom vremenu što je blisko ručnoj segmentaciji [103][104]. Ove tehnike su očekivane kako bi se olakšalo personalizirano modeliranje u budućnosti.

4.2. Dielektrična svojstva tkiva

Dielektrična svojstva tkiva (permitivnost i vodljivost) ovisni su o frekvenciji i bitni su za računsku dozimetriju. Baza podataka u [105], uglavnom se temelji na analizi sveobuhvatnih dielektričnih mjerena. Varijacije u dielektričnim svojstvima tkiva po vrstama (ljudi i životinja) [106] - [112] i postmortem učinci (in vivo i in vitro) [108] [109], od 100 MHz do 10 GHz, su istražena. Studije su pokazale da su dielektrična svojstva tkiva sisavaca dobro predstavljaju tkiva ljudi [106]. Iako fiziološke i biokemijske promjene unutar tkiva nakon smrti može utjecati na dielektrična svojstva, postmortem učinak nije dobro okarakteriziran zbog promjene u stanju tkiva (npr. [112]). Osim toga, učinci starenja ispitivana su dielektrična svojstva tkiva [106][109], dopuštajući da dielektrični podaci odražavaju varijacije u dobi za numeričke ljudske modele. Na frekvencijama većim od 6 GHz, dielektrična svojstva tkiva koja se sastoje od kože [87] [88] i očiju su izmjerena [112]. Varijacije u dielektričnim svojstvima kože za svaki dio tijela također je istražena zbog varijacije u debljina rožnatog sloja i podložnih tkiva [111]. Ispod 1 MHz, elektrokemijski fenomen tzv. efekt polarizacije elektrode je dominantan. Njegov učinak nije jasno kvantificiran (npr. u [113]). Stoga, poznavanje dielektričnih svojstava u ovom frekvencijskom području je ograničeno [114] [115].

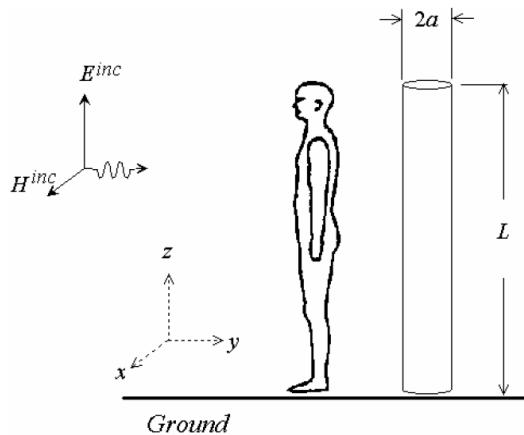
4.3. EM modeli tijela na niskim frekvencijama u dalekom polju

Prisutnost električnih i magnetskih polja u okolišu odavno je postala sastavnim dijelom modernog društva, za nju se vrlo često vežu i kontroverzna pitanja o mogućim štetnim efektima po zdravlje ljudi [82] [115] [116]. Na ekstremno niskim frekvencijama zanemaruju se Maxwellove posmačne struje pa se električna i magnetska polja razmatraju odvojeno. U principu čovjek može biti izložen djelovanju niskonaponskih sustava (kod kojih dominantno zračenje dolazi od magnetskog polja), ili pak djelovanju visokonaponskih sustava (kod kojih dominantno zračenje dolazi od električnog polja). Te činjenice su vrlo bitne za izradu modela ljudskog tijela, jer su u slučaju izloženosti magnetskim poljima inducirane struje u čovjeku kružnog, odnosno vrtložnog karaktera, dok su u slučaju izloženosti električnim poljima struje inducirane u tijelu aksijalnog karaktera. Te struje ne tvore zatvorene petlje već završavaju na površinskoj gustoći naboja koja se inducira na površini tijela.

Najčešće korišteni pojednostavljeni modeli ljudskog tijela obrađeni su radovima [78][82][116][118] – [121], dok se najvažniji realistički modeli ljudskog tijela obrađuju u radovima [122] – [125]. U ovom odjeljku koristimo se cilindričnim modelima [119] [120], [121], elipsoidnim modelima [116], za proračun aksijalnih struja u tijelu, modelima diska [126], za proračun vrtložnih struja, te realističnim modelima tijela za proračun aksijalne struje [127] [128].

4.3.1. Cilindrični modeli ljudskog tijela za proračun aksijalnih struja

Ljudsko tijelo sastoji se od brojnih tkiva i organa s različitim električnim parametrima, kao što su vodljivost σ i relativna dielektričnost ϵ_r . Prosječna vodljivost tijela na industrijskoj frekvenciji od 50/60 Hz je približno $\sigma \approx 0,5$ S/m, dok su dielektrična svojstva zanemariva [82][116][117]. Premda se poprečni presjek tijela uzdužno mijenja, to nema značajnijeg učinka na totalnu inducirana aksijalnu struju, dok je materijal dominantno vodljivog karaktera. To implicira da se tijelo s unutrašnjim organima može predočiti modelom cilindrične prijemne antene s jednolikim poprečnim presjekom i konstantnom vodljivošću. Maksimalna struja teče iz tijela u zemlju ako se pretpostavi da je čovjek bosonog, odnosno, u idealnom direktnom kontaktu s dobro vodljivom zemljom. Izolirajući efekt cipela s gumenim potplatom može se uzeti u obzir preko kapacitivnog otpora $Z_c = -j/\omega C$ između cilindra i njegove slike u zemlji [120]. Pretpostavljamo da su ruke u bliskom kontaktu s ljudskim tijelom. Ljudsko tijelo, postavljeno u okomitom položaju u odnosu na zemlju, te izloženo elektromagnetskom zračenju može se predočiti modelom vodljivog cilindra konačne duljine L i radijusa a , kako je prikazano na slici Slika 4.1.



Slika 4.1 Cilindrični model ljudskog tijela [79].

Analiza se provodi numeričkim rješavanjem odgovarajuće Pocklington-ove integro diferencijalne jednadžbe za nepoznatu struju uzduž cilindra. Poznavanje aksijalne struje omogućava proračun induciranih električnih polja i gustoće struje. Također, poznavanje uprosječenog makroskopskog polja naknadno omogućava i proračun odgovarajućih lokalnih polja u pojedinim organima [116].

4.3.2. Pristup preko Pocklington-ove integro-diferencijalne jednadžbe

Proračun raspodjele struje unutar cilindričnog modela ljudskog tijela temelji se na rješavanju Pocklington-ove integro-diferencijalne jednadžbe u frekvencijskom području. Ta se jednadžba da izvesti iz Maxwellovih jednadžba uz zadovoljavanje graničnih uvjeta na površini cilindra.

Prva Maxwellova jednadžba predstavlja diferencijalni oblik Faradayevog zakona i dana je izrazom:

$$\nabla_x \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.1)$$

dok treća Maxwellova jednadžba govori o nepostojanju magnetskih monopola, odnosno o

solenoidnom karakteru magnetskog polja:

$$\nabla \vec{B} = 0 \quad (4.2)$$

Uzimajući u obzir vektorski identitet:

$$\nabla x \nabla x \vec{f} = 0 \quad (4.3)$$

koji vrijedi za bilo koji diferencijabilni vektor f , Maxwellova jednadžba (4.2) je uvijek zadovoljena ako se gustoća toka B izrazi preko pomoćne vektorske funkcije A koju se u teoriji elektromagnetskih polja naziva magnetskim vektorskим potencijalom:

$$\vec{B} = \nabla x \vec{A} \quad (4.4)$$

Prva rotorska Maxwellova jednadžba (4.1) tada postaje:

$$\nabla x \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} (\nabla x \vec{A}) \quad (4.5)$$

što uz daljnje sređivanje daje:

$$\nabla x \left(\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (4.6)$$

Kako je poznato da rotor gradijenta svake diferencijabilne skalarne funkcije nestaje:

$$\nabla x \nabla U = 0 \quad (4.7)$$

izraz u zagradama iz relacije (4.6) može se napisati preko gradijenta skalarne potencijalne funkcije φ :

$$\vec{E} + \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = -\nabla \varphi \quad (4.8)$$

odnosno, polje se može izraziti preko svog vektorskog i skalarnog potencijala:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \nabla \varphi \quad (4.9)$$

Harmonijski promjenljivo električno polje E može se izraziti preko magnetskog vektorskog potencijala A i električnog skalarnog potencijala φ na sljedeći način:

$$\vec{E} = -\nabla \varphi - j\omega \vec{A} \quad (4.10)$$

Vektorski i skalarni potencijal su spregnuti kroz takozvani Lorentzov dodatni uvjet:

$$\nabla \vec{A} = -j\omega \mu \epsilon_0 \varphi \quad (4.11)$$

gdje ϵ_0 predstavlja permitivnost slobodnog prostora, a ω je narinuta frekvencija. Nadalje, pošto uzduž cilindra postoji samo aksijalna komponenta vektora i A kombiniranjem jednadžba (4.10) i (4.11) slijedi:

$$E_z = \frac{1}{j\omega \mu \epsilon} \left[\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right] \quad (4.12)$$

S druge strane, primjenom teorije preslikavanja, aksijalna komponenta magnetskog vektorskog potencijala A_z može se izraziti preko partikularnog integrala po nepoznatoj volumnoj gustoći struje po cilindru:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_V \frac{J_z(\vec{r} - \vec{r}') e^{-j\beta R}}{R} dV' \quad (4.13)$$

odnosno, preko partikularnog integrala po nepoznatoj površinskoj gustoći struje uzduž cilindra:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_S \frac{J_z(\vec{r}') e^{-j\beta R}}{R} dS' \quad (4.14)$$

U cilindričnom koordinatnom sustavu izraz (4.14) ima oblik:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-L}^L \int_0^{2\pi} J_z(z) \frac{e^{-j\beta R}}{R} a dz' d\phi \quad (8.15)$$

gdje je k valni broj slobodnog prostora, a R udaljenost od točke izvora do točke promatranja (obje na cilindru):

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + 4a^2 \sin^2 \frac{\phi}{2}} \quad (4.16)$$

U izrazu (4.16) a predstavlja radijus cilindra. Bitno je naglasiti da kod linearnih antena veličina J_z nije funkcija prostornih koordinata ρ i Φ . Uz poznate aproksimacije u teoriji linearih antena, površinska gustoća struje zamijeni se konceptom aksijalne struje koja teče uzduž cilindra. Ukupna struja se preko površinske gustoće struje dade izraziti kao:

$$I = \int_S \vec{J} d\vec{S} = J_z \cdot 2\pi a \quad (4.17)$$

odnosno, gustoća struje je tada:

$$J_z = \frac{I(z)}{2\pi a} \quad (4.18)$$

Ubacivanjem relacija 4.18 u 4.15 slijedi:

$$A_z = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-L}^L \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-j\beta R}}{R} I(z') dz' d\phi \quad (4.19)$$

Konačno, granični uvjet za tangencijalne komponente električnog polja:

$$\vec{n} \times (\vec{E}_1 - \vec{E}_2) = 0 \quad (4.20)$$

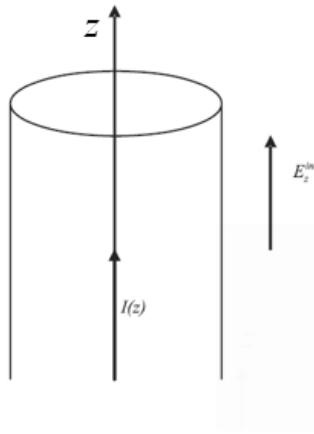
gdje je n jedinična normala na površinu, a polja E_1 i E_2 odnose se na sredinu 1, odnosno 2, može se pisati u obliku:

$$E_z^{inc} + E_z^{sct} = I(z) Z_L(z) \quad (4.21)$$

gdje E_z^{inc} predstavlja pobudnu funkciju u vidu incidentnog električnog polja, E_z^{sct} je raspršeno polje uslijed konačno vodljivog cilindra, dok je $I(z)$ aksijalna raspodjela struje duž cilindra, a $Z_L(z)$ impedancija po metru duljine cilindra.

Važno je istaknuti da se vodljiva i dielektrična svojstva ljudskog organizma uzimaju u obzir pri proračunu upravo preko impedancije cilindra Z_L .

U skladu s teorijom linearnih antena ta aksijalna struja smješta se u samu os cilindra, kako je prikazano na slici Slika 4.2.



Slika 4.2 Ekvivalentna struja u osi cilindra [79].

Kao posljedica relacija (4.12) i (4.19) tangencijalna komponenta električnog polja na površini cilindrične prijemne antene duljine L u slobodnom prostoru može se napisati u obliku:

$$E_z^{sct}(z, a) = \frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_0} \int_{-L}^L \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \beta^2 \right) g_E(z, z') I(z') dz \quad (4.22)$$

Kombiniranjem relacija (4.21) i (4.22) dobiva se Pocklington-ova integro-diferencijalna jednadžba koja određuje značaj raspodjele struje po cilindru:

$$E_z^{inc} = -\frac{1}{j4\pi\omega\varepsilon_0} \int_{-L}^L \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \beta^2 \right] g_E(z, z') I(z') dz + Z_L(z) I(z) \quad (4.23)$$

gdje $g_E(z, z')$ označava egzaktnu jezgru integro-diferencijalne jednadžbe:

$$g_E(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-j\beta R}}{R} d\phi \quad (4.24)$$

Budući da se ljudsko tijelo smatra dobro vodljivom sredinom te se nalazi u slobodnom prostoru, impedancija po metru duljine je tada dana relacijom [115] [120]:

$$Z_L(z) = \frac{1}{a^2\pi\sigma} \quad (4.25)$$

Poznavajući raspodjelu aksijalne struje moguće je sasvim jednostavno izračunati i pripadnu gustoću struje. S obzirom na to da je riječ o ekstremno niskim frekvencijama, uz zanemarenje skin-efekta, gustoća struje se računa preko relacije:

$$J_z(z) = \frac{I_z(z)}{a^2\pi} \quad (4.26)$$

Inducirano električno polje je tada:

$$E_z(z) = \frac{I_z(z)}{\sigma} \quad (4.27)$$

U frekvencijskom području vrlo niskih radio-frekvencija (red veličine kHz) impedancija po metru duljine je tada [79] [120]:

$$Z_L(z) = \frac{1}{a^2 \pi (\sigma + j\omega \epsilon)} \quad (4.28)$$

Gustoća struje je u tom slučaju:

$$J_z(z) = \frac{I_z(z)}{a^2 \pi} \quad (4.29)$$

dok je inducirano električno polje definirano izrazom:

$$E_z(z) = \frac{J_z(z)}{\sigma} \quad (4.30)$$

Bitno je napomenuti da se makroskopski uprosječenim električnim poljem može naknadno koristiti za proračun odgovarajućih lokalnih polja induciranih u različitim organima [115] [116].

4.3.3. Pristup preko Halleneove integralne jednadžbe

Za razliku od pristupa zasnovanog na Pocklingtonovoj integro-diferencijalnoj jednadžbi, prikazanog u poglavlju 4.3.1., totalna aksijalna struja u inducirana u tijelu čovjeka, za istu geometriju modela, može se dobiti i rješavanjem integralne jednadžbe Hallenovog tipa [79] [115] [116].

Izvod Halleneove jednadžbe započinje zadovoljavanjem uvjeta kontinuiranosti tangencijalnih komponenta električnog polja:

$$E_z^{inc}(\rho, z)|_{\rho=a} + E_z^{sct}(\rho, z)|_{\rho=a} = E_z^{tot}(\rho, z)|_{\rho=a} \quad (4.31)$$

gdje su E_z^{inc} , E_z^{sct} i E_z^{tot} upadno, raspršeno i totalno električno polje na površini cilindra. Ukupno i raspršeno polje predstavljeno je slijedećim izrazima:

$$E_z^{tot} = Z I_z(z') \quad (4.32)$$

$$E_z^{sct} = -\frac{j\omega}{k^2} \left[\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right] \quad (4.33)$$

Kombiniranjem jednadžba (4.31) – (4.33) se dobiva :

$$\left[\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right] = \frac{jk^2}{\omega} \left[Z_L I_z(z') - E_z^{inc} \right] \quad (4.34)$$

gdje je Z_L impedancija po metru duljine konačno vodljivog cilindra, odnosno, tijela čovjeka. Rješenje diferencijalne jednadžbe (4.34) može se pisati na način [79][116][117]:

$$A_z(z) = -\frac{j}{c} \left[K \cos \beta z + E_z^{inc} - Z_L \int_0^z I_z(s) \sin \beta(z-s) ds \right] \quad (4.35)$$

gdje c označava brzinu svjetlosti, a K predstavlja nepoznatu konstantu. Magnetski vektorski

potencijal može se također predočiti partikularnim integralom:

$$A_z(z) = -\frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^z I_z(z') \frac{e^{-j\beta R}}{R} dz' \quad (4.36)$$

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + a^2} \quad (4.37)$$

Kombiniranjem relacija (4.35) i (4.36) dobiva se Hallenova integralna jednadžba oblika [114][115][117]:

$$\int_0^z I_z(z') \frac{e^{-j\beta R}}{R} dz' = -j \frac{4\pi}{Z_0} \left[K \cos(\beta z) + \frac{1}{\beta} E_z^{inc} - Z_L \int_0^z I_z(s) \sin(\beta(z-s)) ds \right] \quad (4.38)$$

Nepoznata konstanta K dade se jednostavno odrediti implementiranjem uvjeta da struja nestaje na otvorenim krajevima cilindra, tj. vrijedi $I_z(L)=0$.

Odgovarajuće relacije za impedanciju Z_L koja je usko vezana za promatrano frekvencijsko područje su (4.28) i (4.29).

Približno rješenje Hallenove integralne jednadžbe (4.38) detaljno je izvedeno u [115] i [116] za slučaj izloženosti čovjeka ekstremno niskim (ELF) i vrlo niskim frekvencijama (VLF).

Rješenje jednadžbe (4.38) je u tom slučaju:

$$I_z(z) = j2\pi \frac{\beta L^2}{\psi_1 Z_0} E_z^{inc} \left[1 - \left(\frac{z}{L} \right)^2 \right] \quad (4.39)$$

gdje je parametar ψ_1 [115] [116] u slučaju da čovjek uspravno stoji na tlu:

$$\psi_1 = 2\ln \frac{2L}{a} - 3 \quad (4.40)$$

Do sada je razmatran slobodni prostor, za njega vrijedi:

$$\psi_1 = 2\ln \frac{L}{a} \quad (4.40)$$

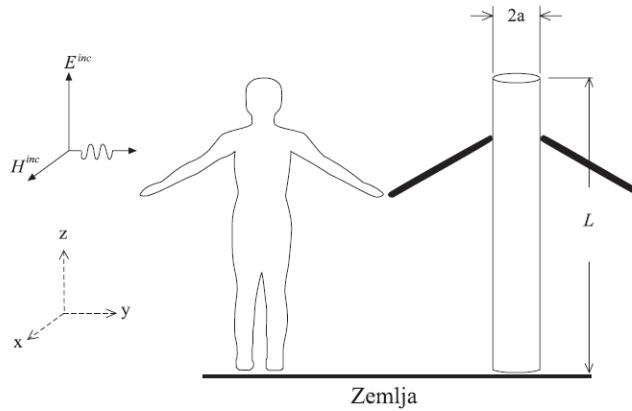
Detaljni izvod dostupan je u [115] [116].

4.3.4. Višežičani model ljudskog tijela

Ako ruke nisu položene uz tijelo već su podignute pod proizvoljnim kutom u odnosu na trup čovjeka nužno je koristiti tzv. višežičani model ljudskog tijela i formulaciju preko dvodimenzionalne Pocklington-ove integralne jednadžbe za električno polje, odnosno površinske integralne jednadžbe [79], [121].

Ruke podignite pod raznim kutovima u odnosu na ljudsko tijelo se modeliraju tankim žicama radijusa $a = 0,05$ m i duljine $L = 0,8$ m. Prepostavka je da su ruke spojene na cilindar koji predstavlja ljudsko tijelo na visini 1,4 m iznad zemlje [79].

Ekvivalentni višežičani model ljudskog tijela prikazan je na slici Slika 4.3.



Slika 4.3 Ekvivalentni višežičani model ljudskog tijela s rukama odvojenim od tijela [79].

Prepostavlja se da je tijelo dobar vodič na niskim frekvencijama pa je tangencijalna komponenta raspršenog električnog polja E_z^{sct} definirana izrazom:

$$\vec{E}_{|tan}^{sct} = -(j\omega \vec{A} + \nabla \varphi)_{tan} \quad (4.41)$$

gdje je A vektorski potencijal:

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS(\vec{r}') \quad (4.42)$$

a φ skalarni potencijal:

$$\varphi(\vec{r}) = -\frac{1}{j4\pi\omega\epsilon} \iint_S \nabla'_S \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS(\vec{r}') \quad (4.43)$$

pri čemu J predstavlja gustoću struje po cilindru. Površinska integralna jednadžba slijedi primjenom uvjeta kontinuiranosti tangencijalnih komponenta na površini cilindra:

$$\vec{E}_{|tan}^{tot} = \vec{E}_{|tan}^{inc} + \vec{E}_{|tan}^{sct} \quad (4.44)$$

odnosno, kombiniranjem jednadžba (4.41) – (4.44), uz prepostavku da totalno polje nestaje na površini cilindra, slijedi:

$$\vec{E}_{|tan}^{inc} = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \iint_S \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-j\beta|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS(\vec{r}') - \frac{1}{j4\pi\omega\epsilon} \iint_S \nabla'_S \vec{J}(\vec{r}') \frac{e^{-jk|\vec{r}-\vec{r}'|}}{|\vec{r}-\vec{r}'|} dS(\vec{r}') \quad (4.45)$$

Aksijalna raspodjela struje se može dobiti integriranjem gustoće po poprečnom presjeku ljudskog tijela.

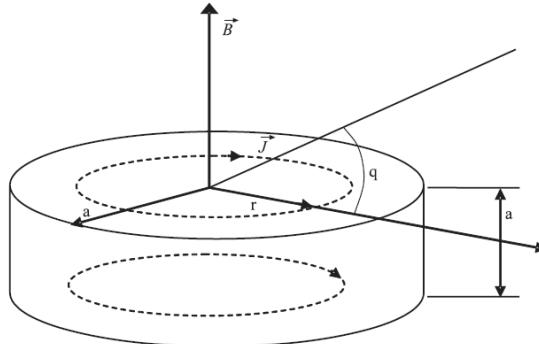
4.3.5. Disk-model ljudskog tijela za proračun kružnih struja u čovjeku

Čovjek koji se nalazi u blizini izvora zračenja na ekstremno niskim frekvencijama izložen je i komponenti magnetske indukcije koja je okomita na tijelo. Prema koordinatnom sustavu sa slike Slika 4.4 riječ je o komponenti B_z .

To polje u čovjeku stvara struju kružnog karaktera. Iznos gustoća struja može se odrediti na

jednostavnom disk-modelu ljudskog tijela polazeći od Maxwellovih jednadžba.

Analitički modeli, za procjenu vrtložnih struja induciranih u tijelu čovjeka izloženog magnetskom polju ekstremno niskih frekvencija, rabe se u ICNIRP smjernicama [12], a zasnovani su na pretpostavci da je prisutna sprega između jednolikog vanjskog magnetskog polja na danoj frekvenciji i homogenog diska poznate električne vodljivosti, koji predstavlja razmatrani dio ljudskog tijela (trup) najizloženiji zračenju magnetskog polja.



Slika 4.4 Trup tijela modeliran kao disk od homogenog materijala [79].

Svrha tog jednostavnog modela kakav se rabi u ICNIRP smjernicama [12] je u tome da se omogući brza i efikasna metoda procjene induciranih vrtložnih struja u tijelu.

Promatrani disk je radijusa a , te konstantne vodljivosti σ . Proračun se izvodi uz pretpostavku maksimalne moguće sprege, odnosno, pretpostavlja se da je smjer prostorno-jednolikog magnetskog polja okomit na promatrani disk.

Diferencijalni oblik Faradayevog zakona:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.46)$$

gdje E predstavlja vrtložno električno polje, a B magnetsku indukciju.

S obzirom na to da je gustoća struje izražena preko električnog polja:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (4.47)$$

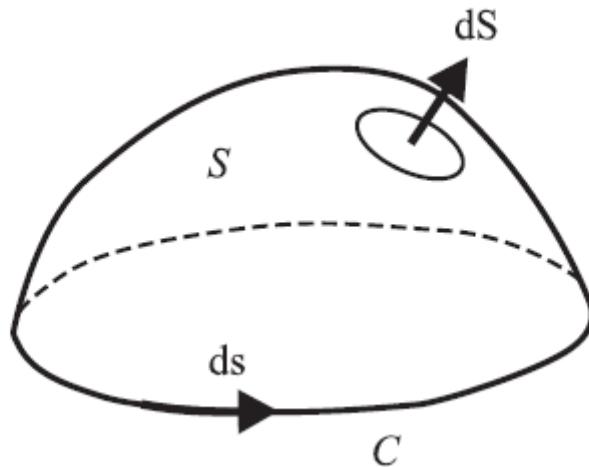
jednadžba (4.46) tada postaje:

$$\nabla \times \vec{J} = -\sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (4.48)$$

Prelazak na integralni oblik rezultira jednadžbom:

$$\int_S \nabla \times \vec{J} \, d\vec{S} = -\int_S \sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \, d\vec{S} \quad (4.49)$$

gdje je $d\vec{S} = nd\vec{S}$ diferencijal zamišljene površine S , slika Slika 4.5. Plošni integral se računa po površini S koja je ograničena nekom krivuljom C .



Slika 4.5 Površina \$S\$ s pripadnom konturom \$C\$ [79].

Primjenom Stokes-ovog teorema na lijevu stranu relacije (4.50) dobiva se:

$$\oint_S \nabla \times \vec{J} \, d\vec{S} = \oint_C \vec{J} \, ds \quad (4.50)$$

pa jednadžba (4.50) postaje:

$$\oint_C \vec{J} \, ds = - \int_S \sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \, d\vec{S} \quad (4.51)$$

S obzirom na granični uvjet za normalne komponente magnetske indukcije:

$$\vec{n}(\vec{B}_1 - \vec{B}_2) = 0 \quad (4.52)$$

iz kojih slijedi da te komponente prolaze kontinuirano kroz granicu zrak-tijelo, te uz činjenicu da su dimenzije tijela električki kratke, kao i uz prepostavku da je vrijednost magnetskog polja konstantna u ravnini okomitoj na cilindar proizlazi:

$$\oint_C \vec{J} \, ds = -\sigma \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \int_S d\vec{S} \quad (4.53)$$

Za harmonijski promjenljive veličine se dobiva:

$$\oint_C \vec{J} \, ds = -j\omega \sigma \vec{B} \int_S d\vec{S} \quad (4.54)$$

Uzimanjem u obzir rotacijskih simetrija kod geometrije diska slijedi:

$$\int_0^{2\pi} J_\phi \rho d\phi = -j\omega \sigma B_z \int_0^\rho \int_0^{2\pi} \rho d\rho d\phi \quad (4.55)$$

odnosno:

$$J_\phi \cdot 2\pi\rho = -j\omega \sigma B_z \rho^2 \pi \quad (4.56)$$

Konačno, iznos inducirane gustoće vrtložne struje je:

$$|J_\phi| = j\omega \frac{\sigma\rho}{2} B_z \quad (4.57)$$

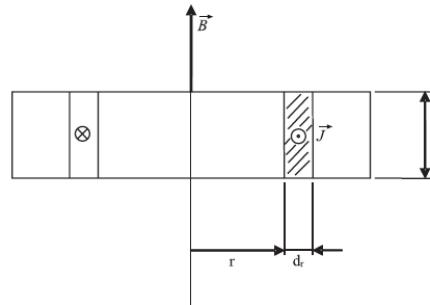
odnosno:

$$|J_\phi| = \sigma\pi\rho f \cdot B_z \quad (4.58)$$

Maksimalnu vrijednost ova vrtložna struja dakle ima na površini diska, tj. za $\rho = a$:

$$|J_\phi| = \sigma\pi a f \cdot B_z \quad (4.59)$$

Kad je jednom poznata gustoća struje, moguće je izračunati i ukupnu struju integracijom gustoće struje po poprečnom presjeku diska, kako je prikazano na slici Slika 4.6.



Slika 4.6 Integracija po poprečnom presjeku diska [79].

Tada je:

$$I = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = \int_0^a \int_0^{2\pi} \sigma\pi f B_z \rho d\rho dz = \sigma\pi f B_z \int_0^a \int_0^{2\pi} \rho d\rho dz = \sigma\pi f B_z \frac{a^3}{2} \quad (4.60)$$

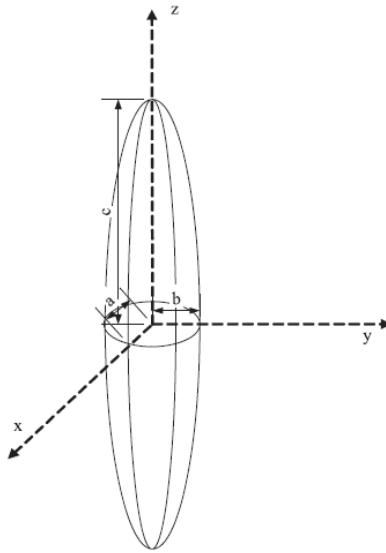
Dimenzioniranje debljine diska nije specificirano ICNIRP-smjernicama budući da ukupna struja nije veličina koja ide u temeljna ograničenja. U ovom odjeljku pretpostavljen je da je debljina diska jednaka njegovom radijsusu.

4.3.6. Elipsoidni model ljudskog tijela

Jedan od često rabljenih modela ljudskog tijela je i elipsoid [104], [105], [106]. Glavni nedostatak ovog modela je nepogodnost pri opisivanju ljudskog tijela u kontaktu sa zemljom. S druge strane, prednost u odnosu na cilindričnu aproksimaciju je svakako mogućnost proračunavanja svih triju komponenata inducirane gustoće struje. Elipsoid sa slike Slika 4.7., koji predstavlja model ljudskog tijela, definiran je jednadžbom:

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} + \frac{z^2}{c^2} = 1 \quad (4.61)$$

gdje je $2a$ predstavlja dimenziju od prsa do leda u ljudskom tijelu, $2b$ je širina tijela za slučaj kada su ruke u spuštene uz tijelo, te u bliskom kontaktu s tijelom, dok $2c$ predstavlja visinu tijela.



Slika 4.7 Elipsoidna aproksimacija ljudskog tijela [79].

Ako se elipsoid razmatra kao idealan dielektrik relativne permitivnosti ϵ_r izložen incidentnom polju E_2^{inc} , tada je volumna gustoća vektora polarizacije dana izrazima:

$$P_1 = (\epsilon_r - 1)E_2^{inc} \quad (4.62)$$

$$E_2^{inc} = \vec{x}E_{2x}^{inc} + \vec{y}E_{2y}^{inc} + \vec{z}E_{2z}^{inc} \quad (4.63)$$

odnosno, po komponentama slijedi:

$$P_{1x} = E_{2x}^{inc} \left(L + \frac{1}{\epsilon_r - 1} \right)^{-1} \quad (4.64)$$

$$P_{1y} = E_{2y}^{inc} \left(M + \frac{1}{\epsilon_r - 1} \right)^{-1} \quad (4.65)$$

$$P_{1z} = E_{2z}^{inc} \left(N + \frac{1}{\epsilon_r - 1} \right)^{-1} \quad (4.66)$$

Koeficijenti L , M i N u pritom definirani na način:

$$L = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{du}{(a^2+u)\sqrt{(a^2+u)(b^2+u)(c^2+u)}} \quad (4.67)$$

$$M = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{du}{(b^2+u)\sqrt{(a^2+u)(b^2+u)(c^2+u)}} \quad (4.68)$$

$$N = \frac{abc}{2} \int_0^{\infty} \frac{du}{(c^2+u)\sqrt{(a^2+u)(b^2+u)(c^2+u)}} \quad (4.69)$$

Korištenjem jednadžba (4.67) – (4.69) inducirano električno polje unutar dielektričnog elipsoida se može dobiti iz sljedećih relacija [109] [110] [116]:

$$E_{1x} = E_{2x}^{inc} - LP_{1x} \quad (4.70)$$

$$E_{1y} = E_{2y}^{inc} - MP_{1y} \quad (4.71)$$

$$E_{1z} = E_{2z}^{inc} - NP_{1z} \quad (4.72)$$

Jednadžbe (4.70) – (4.72) su primjenjive jedino na idealne dielektrike. Pošto se ljudsko tijelo na niskim frekvencijama ponaša kao dobar vodič, a ne dielektrik, nužno je u jednadžbe (4.70) – (4.72) uključiti vodljivost:

$$E_{1x} = E_{2x}^{inc} \left(\frac{-j\omega\epsilon_0}{\sigma_1 L} \right) \quad (4.73)$$

$$E_{1y} = E_{2y}^{inc} \left(\frac{-j\omega\epsilon_0}{\sigma_1 M} \right) \quad (4.74)$$

$$E_{1z} = E_{2z}^{inc} \left(\frac{-j\omega\epsilon_0}{\sigma_1 N} \right) \quad (4.75)$$

Inducirana gustoća struje u tijelu je tada:

$$J_1 = \sigma_1 E_1 \quad (4.76)$$

Ako se razmatra struja uzduž osi z eliposida, te funkcija poprečnog presjeka uzduž te osi $S(z) = \pi ab(1 - z^2/c^2)$, dobiva se sljedeća relacija za aksijalnu struju:

$$I_{1z}(z) = S(z)J_{1z} \quad (4.77)$$

odnosno:

$$I_{1z}(z) = \pi ab \left(1 - \frac{z^2}{c^2} \right) J_{1z} \quad (4.78)$$

Na isti način dobivaju se i struje uzduž ostale dvije osi elipsoida:

$$I_{1x}(x) = S(x)J_{1x} \quad (4.79)$$

odnosno

$$I_{1x}(x) = \pi bc \left(1 - \frac{x^2}{a^2} \right) J_{1x} \quad (4.80)$$

$$I_{1y}(y) = S(y)J_{1y} \quad (4.81)$$

odnosno

$$I_{1y}(y) = \pi ac \left(1 - \frac{y^2}{b^2} \right) J_{1y} \quad (4.82)$$

Vrijedi napomenuti da eliposidni model tijela vrijedi samo u slučaju izoliranog medija, to jest kad je tijelo izolirano u slobodnom prostoru, dakle, bez ikakva kontakta sa zemljom.

4.3.7. Realistični modeli ljudskog tijela

Problem izloženosti ljudi zračenju elektromagnetskih polja niskih frekvencija može se analizirati i primjenom realističnih modela te uz primjenu suvremenih numeričkih metoda. U

ovom odjeljku obrađuje se realistični rotacijsko-simetrični model tijela. Formulacija problema kod modela temelji se na kvazistatičnoj aproksimaciji i pripadnoj Laplaceovoj varijanti jednadžbe kontinuiteta. Odgovarajuća Laplaceova jednadžba riješena je primjenom metode rubnih elemenata te je tako dobivena raspodjela skalarnog potencijala i inducirane gustoće struje unutar ljudskog tijela. Matematički model iznesen u ovom poglavlju temelji se na radovima [127] i [128]. Za razliku od pojednostavljenih kanonskih modela tijela [115] [116] [118], ali i računalno izrazito zahtjevnih metoda poput FEM i FDTD u ovom odjeljku problem izloženosti ljudskog tijela rješava se primjenom metode rubnih elemenata (BEM) [79] [124] [125].

Metoda rubnih elemenata predstavlja dosta sofisticiriju tehniku od široko korištene metode konačnih diferencija, a s druge strane smatra se računalno ipak manje zahtjevnom nego što je to metoda konačnih elemenata, jer je nužno diskretizirati jedino granicu područja, odnosno podpodručja, ovisno o tome je li riječ o homogenom ili nehomogenom području proračuna.

Formulacija problema Laplaceovom jednadžbom

Matematska formulacija problema za dva razmatrana modela ljudskog tijela zasniva se na kvazistatičkoj aproksimaciji i pripadnoj Laplaceovoj varijanti jednadžbe kontinuiteta. Kvazistatičku aproksimaciju se može primijeniti jer je na ekstremno niskim frekvencijama tijelo električki kratko, odnosno, dimenzije su mu zanemarive u usporedbi s valnom duljinom električnog i magnetskog polja. Jednadžba kontinuiteta u diferencijalnoj formi je:

$$\nabla \vec{J} + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0 \quad (4.83)$$

gdje J predstavlja gustoću struje, a ρ volumnu gustoću naboja. Inducirana gustoća struje je, u skladu s diferencijalnom formom Ohmova zakona, proporcionalna električnom polju, dakle:

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (4.84)$$

gdje je σ vodljivost sredine, a može se izraziti preko skalarnog potencijala na način:

$$\vec{J} = -\sigma \nabla \varphi \quad (4.85)$$

Nadalje, volumna gustoća naboja ρ i skalarni potencijal φ vezani su Poissonovom jednadžbom:

$$\nabla(\epsilon \nabla \varphi) = -\rho \quad (4.86)$$

gdje je ϵ odgovarajuća permitivnost sredine. Kombiniranjem jednadžba (4.83) - (4.86), za slučaj vremenski-harmonijskih ovisnosti na ekstremno niskim frekvencijama, jednadžba kontinuiteta se transformira u Laplaceovu jednadžbu:

$$\nabla[(\sigma + j\omega\epsilon)\nabla\varphi] = 0 \quad (4.87)$$

gdje je $\omega = 2\pi f$ kružna frekvencija. U području ekstremno niskih frekvencija svi organi se ponašaju kao dobri vodiči, dok se okolni zrak smatra idealnim dielektrikom bez gubitaka. Uvjet za tangencijalne komponente električnog polja u okolini granice dviju sredina ima oblik:

$$\vec{n} \times (\vec{E}_b - \vec{E}_a) = 0 \quad (4.88)$$

Gdje n označava jedinični vektor vanjske normale na površinu, dok veličine E_a i E_b

predstavljaju polje u zraku, odnosno u ljudskom tijelu. Ako se električna polja izraze preko potencijala, slijedi:

$$\vec{n} \times (\nabla\varphi_b - \nabla\varphi_a) = 0 \quad (4.89)$$

Uvjet na granici za normalnu komponentu inducirane gustoće struje tik uz granicu tijelo - zrak dan je relacijom:

$$\vec{n} \cdot \vec{J} = -j\omega\rho_s \quad (4.90)$$

gdje je ρ_s površinska gustoća naboja. Uvrštavanjem jednadžbe (4.85) u (4.90) dobiva se :

$$\sigma_b \vec{n} \nabla \varphi_b = -j\omega \rho_s \quad (4.91)$$

gdje je σ_b odgovarajuća vodljivost tkiva, a φ_b je skalarni potencijal na površini tijela.

Uvjet za normalnu komponentu gustoće električnog toka tik uz granicu zrak-tijelo jest:

$$\vec{n} \cdot \vec{D} = \rho_s \quad (4.92)$$

Ako se gustoća električnog toka izrazi pomoću skalarnog potencijala, onda slijedi:

$$\epsilon_0 \vec{n} \nabla \varphi_a = \rho_s \quad (4.93)$$

gdje je φ_a potencijal u zraku tik uz površinu tijela.

Rotacijsko-simetrični model ljudskog tijela

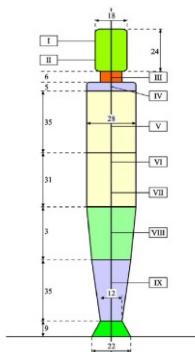
Na niskim frekvencijama dielektrična svojstva tijela se mogu zanemariti, to jest vrijedi $\sigma \ll \omega\epsilon_0$, odnosno, svi organi se ponašaju kao dobri vodiči. Laplaceova jednadžba (4.87) u ljudskom tijelu svodi se na relaciju:

$$\nabla(\sigma \nabla \varphi) = 0 \quad (4.94)$$

dok se u okolnom prostoru rješava jednadžba:

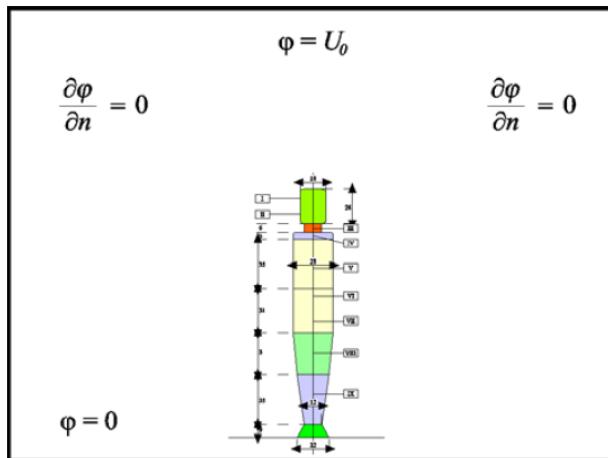
$$\nabla[(\epsilon)\nabla\varphi] = 0 \quad (4.95)$$

Rotacijsko-simetrično model ljudskog tijela s podjelom na podpodručja prikazan je na slici Slika 4.8. Taj model ljudskog tijela ukupno se sastoji od devet podpodručja, pri čemu su dimenzije na slici izražene u centimetrima. Takav model ljudskog tijela korišten je u radovima [126].



Slika 4.8 Rotacijsko-simetrični model tijela s podpodručjima [79].

Područje proračuna s pripadnim rubnim uvjetima prikazano je na slici Slika 4.9. Tijelo je smješteno između paralelnih elektroda u obliku kružnih ploča, u središtu donje ploče koja je na nultom potencijalu. Gornja ploča nalazi se na potencijalu visokonaponske prijenosne linije.



Slika 4.9 Područje proračuna s pripadnim rubnim uvjetima [79].

Realistične prezentacije ljudskog tijela, zasnovane na anatomske značajkama tijela, prikazane su na slici 4.9. Takvi realistični modeli ljudskog tijela korišteni su u [128].

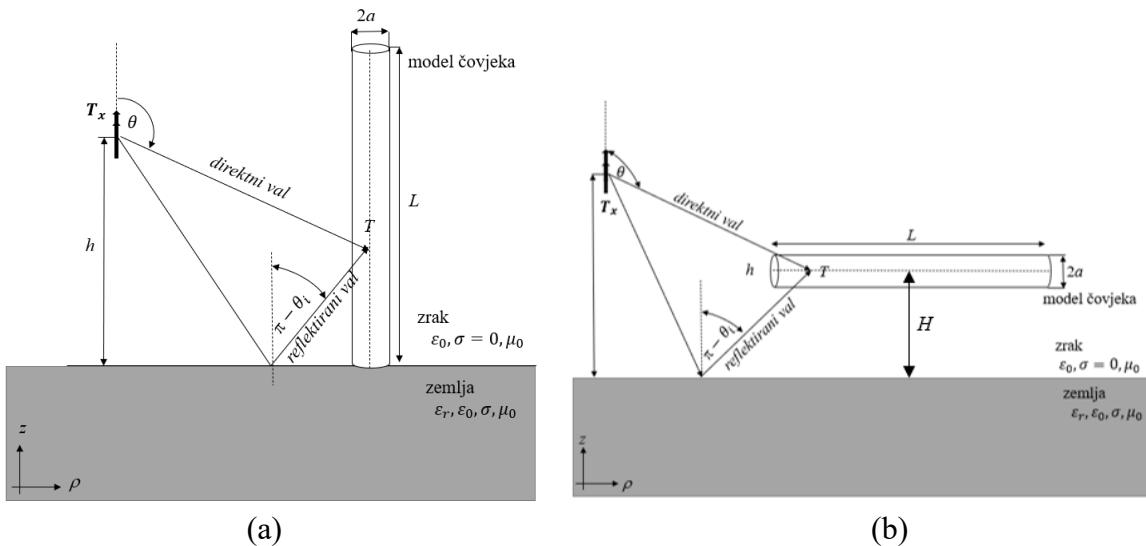
5. ELEKTROMAGNETSKO MODELIRANJE LJUDSKOG TIJELA IZLOŽENOG ZRAČENJU SUSTAVA ZA BEŽIČNI PRIJENOS ENERGIJE U BLISKOM POLJU

U ovom poglavlju predstavljen je analitički model za proračun dozimetrijskih veličina koje propisuju norme [12]. Prvo dio donosi analitičku formulaciju za upadno električno polje, drugi dio aproksimativno analitičko rješenje za Pocklington-ovu jednadžbu na osnovi poznatog upadnog električnog polja (prema scenariju na slici Slika 5.1.). U trećem dijelu dan je pregled i usporedba rezultata proračuna dozimetrijskih parametara za različite scenarije izloženosti. Za kraj je data usporedba rezultata kao i smjernice za buduća istraživanja.

5.1. Analitička formulacija – upadno električno polje

Razmatra se mješoviti izvor TE₁₀/TM₁₀ (idealni točkasti odašiljač T_x) postavljen iznad realne zemlje na visini h , koji pokušava elektronsko polje oko ravno postavljenog tankog cilindra duljine L i polumjera a . Cilindar nije električki spojen s tлом, kao što je prikazano na slici Slika 5.1. Analiziraju se dva slučaja: vertikalni cilindar koji nije u kontaktu s podlogom te horizontalni cilindar na visini H iznad tla. Parametri podlage i cilindra uključuju relativnu permitivnost ϵ_r i električnu vodljivost σ , dok je kompleksna permitivnost ϵ_c definirana izrazom:

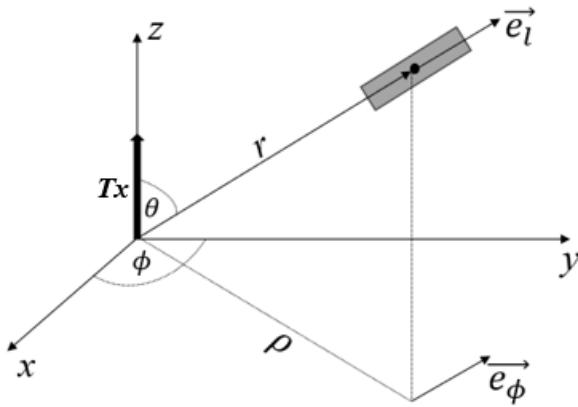
$$\epsilon_c = \epsilon_r - j60\sigma\lambda \quad (5.1)$$



Slika 5.1 Idealan električni/magnetski točkasti izvor i cilindar u bliskom polju iznad tla (2D prikaz u upadnoj ravnini) u slučaju (a) vertikalno, (b) horizontalno postavljenog cilindričnog modela ljudskog tijela.

5.1.1. Električni i magnetski dipol u slobodnom prostoru

Scenarij električno malog okomitog dipola koji generira TE₁₀/TM₁₀ modove na visini h iznad beskonačnog tla prikazan je na slici Slika 5.1. U skladu s relacijama (2.50) – (2.53), električno polje $\vec{E} = E_r \vec{e}_r + E_\theta \vec{e}_\theta + E_\phi \vec{e}_\phi$ kao funkcija električne udaljenosti (Slika 5.2), tj. frekvencije f i udaljenosti r , daje se izrazom [7][59]:



Slika 5.2 Modeliranje dipola u bliskom polju.

$$\vec{E}(\vec{r}, f) = \beta \sqrt{\frac{3PZ_0}{4\pi(1+\alpha^2)}} e^{-j\beta r} \left\{ e_r^2 \left[\frac{1}{(j\beta r)^2} + \frac{1}{(j\beta r)^3} \right] \cos\theta + \vec{e}_\theta \left[\frac{1}{j\beta r} + \frac{1}{(j\beta r)^2} + \frac{1}{(j\beta r)^3} \right] \sin\theta + \vec{e}_\phi j\alpha \left[\frac{1}{j\beta r} + \frac{1}{(j\beta r)^2} \right] \sin\theta \right\} \quad (5.2)$$

gdje je $Z_0 = 120\pi \Omega$ impedancija slobodnog prostora $\beta = 2\pi/\lambda = 2\pi f/c$, c brzina svjetlosti i λ valna duljina. Os antene poklapa se s osi z referentnog koordinatnog sustava. Os cilindra je u smjeru jediničnog vektora.

$$\vec{e}_l = \cos\phi_C \sin\theta_C \vec{e}_x + \sin\phi_C \sin\theta_C \vec{e}_y + \cos\theta_C \vec{e}_z \quad (5.3)$$

i ako prepostavimo da je promatrani segment cilindra duljine Δl (točka "na žici") na $l = l(r, \phi, \theta)$, električno polje u osi cilindra je:

$$E_l(l) = \vec{E}(\vec{r}) \cdot \vec{e}_l \quad (5.4)$$

Omjer α :

$$\alpha = \sqrt{\frac{P_{TE}}{P_{TM}}} \quad (5.5)$$

gdje je: $P = P_{TE} + P_{TM}$, P_{TE} i P_{TM} su zračene snage TE moda i TM moda.

Upadno polje u promatranoj točki T u prostoru je zbroj dviju komponenti:

$$\vec{E}(T) = \overrightarrow{E_{dtr}}(T) + \overrightarrow{E_{ref}}(T) \quad (5.6)$$

gdje je $\overrightarrow{E_{dtr}}(T) = \vec{E}(\vec{r}_0)$ izravna je valna komponenta, dok se komponenta reflektirana od tla može lako pronaći u cilindričnim koordinatama primjenom modificirane teorije preslikavanja:

$$\overrightarrow{E_{ref}}(T) = R_H [\vec{E}(\vec{r}_l) \vec{e}_\phi] \vec{e}_\phi + R_V \{ [\vec{E}(\vec{r}_l) \vec{e}_z] \vec{e}_z - [\vec{E}(\vec{r}_l) \vec{e}_\rho] \vec{e}_\rho \} \quad (5.7)$$

U sfernim koordinatama:

$$\vec{E}_{ref} = R_H E_\phi \vec{e}_\phi + R_V (E_r \cos 2\theta_i - E_\theta \sin 2\theta_i) \vec{e}_r - R_V (E_r \sin 2\theta_i + E_\theta \cos 2\theta_i) \vec{e}_\theta \quad (5.17)$$

Koefficijenti refleksije R_H i R_V definiraju se ovisno o tome je li signal horizontalno ili vertikalno polariziran. Kako je kut reflektirane zrake u odnosu na ravninu tla $\theta_i - \pi/2$ (Slika 5.1), Fresnelova aproksimacija u slučaju ravnog vala može se izraziti kao:

$$R_V = \frac{(\varepsilon_c \cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i})}{(\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i})} \quad (5.8)$$

$$R_H = \frac{(\cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i})}{(\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_c - \sin^2 \theta_i})} \quad (5.9)$$

ε_c je kompleksna permitivnost tla (vidi formulu 5.1).

5.2. Aproksimativno analitičko rješenje Pocklington-ove jednadžbe za struju

Pocklington-ova integro-diferencijalna jednadžba opisuje raspodjelu struje na tankoj žici duljine L konačne vodljivosti (koristi se, na primjer, u scenaruju izloženosti ljudi ili u elektromagnetskoj kompatibilnosti za izračun učinaka obližnjih tankožičanih objekata na WPT sustav) [79]:

$$\int_0^L \left(\frac{\partial^2}{\partial l^2} + \beta^2 \right) I(l') g(l, l') dl' - j4\pi \frac{\beta}{Z_0} Z_S(l) I(l) = -j4\pi \frac{\beta}{Z_0} E_l(l) \quad (5.10)$$

gdje je $I(l)$ raspodjela struje na žici, a $g(l, l')$ Green-ova funkcija:

$$g(l, l') = \frac{e^{-j\beta\sqrt{a^2 + (l-l')^2}}}{\sqrt{a^2 + (l-l')^2}} \quad (5.11)$$

Karakteristični integral iz Pocklington-ove jednadžbe može se napisati kao:

$$\int_0^L I(l') g(l, l') dl' = I(l) \int_0^L g(l, l') dz' + \int_0^L [I(l') - I(l)] g(l, l') dl' \quad (5.12)$$

Koristeći pretpostavku kako se struja po žici sporo mijenja tj. $I(l) \approx I(l')$ [81], prvi član s desne strane grubo aproksimira integral s lijeve strane, pa se stoga drugi član s desne strane može smatrati zanemarivim. Dakle, primjenom jednadžbi, (5.10) – (5.12), Pocklington-ova jednadžba mijenja se u diferencijalni tip i postaje jednostavnija:

$$\left[\frac{\partial^2}{\partial l^2} + \gamma^2(l) \right] I(l) = -j4\pi \frac{\beta}{\psi(l) Z_0} E_l(l) = F(l) \quad (5.13)$$

gdje je $\psi(l)$ integral Green-ove funkcije:

$$\psi(l) = \int_0^L g(l, l') dl' \quad (5.14)$$

i γ kompleksna konstanta propagacije:

$$\gamma^2 = \beta^2 - j4\pi \frac{\beta}{\psi(l)Z_0} Z_S(l) \quad (5.15)$$

Opće rješenje jednadžbe (5.13) se ne može tražiti analitički, jer je γ funkcija položaja l na cilindru. Međutim, uzimajući u obzir jednadžbu (5.15), i primjenom aproksimacije za LF u slobodnom prostoru [79] $\psi(l)$ se može prikazati kao:

$$\psi(l) = 2\ln \frac{L}{a} \quad (5.16)$$

Usporedba aproksimacije i karakterističnog integrala dana je u dodatku A. Ovo vrijedi u primjerima slobodnog prostora, međutim u slučaju realnog tla, zbog blizine cilindra tlu, izvođenje točnog rješenja za reflektirano polje zahtijeva složenu analizu, poput Sommerfeldove [79][129]. Ipak, prema [61], jednadžba (5.14) može se aproksimirati u slučaju ravne tanke žice okomite na tlo kao:

$$g(l, l') = g_0(l, l') + R_V|_{\alpha_l=\frac{\pi}{2}} g_i(l, l') \quad (5.17)$$

dok se za horizontalni cilindar iznad zemlje:

$$g(l, l') = g_0(l, l') - R_V|_{\alpha_l=\frac{\pi}{2}} g_i(l, l') \quad (5.18)$$

gdje je $g_0(l, l')$ Green-ova funkcija u slobodnom prostoru:

$$g_0(l, l') = \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (5.19)$$

a $g_i(l, l')$ dolazi iz teorije preslikavanja:

$$g_i(l, l') = \frac{e^{-jkr_i}}{r_i} \quad (5.20)$$

Parametri r_0 i r_i predstavljaju udaljenosti od izvora na segmentu cilindra do točke opažanja na promatranom segmentu cilindra, redom. Kao što je navedeno u [79], jednadžba (5.18) može se pojednostaviti kada se razmatra ravni tanki vodič okomit na tlo kao na slici Slika 5.1 a).

$$\psi(l) = 2 \left(\ln \frac{L}{a} + R_V|_{\alpha_l=\frac{\pi}{2}} \ln 2 \right) \quad (5.21)$$

ili paralelno zemlji, kao na slici Slika 5.1 b):

$$\psi(l) = 2 \left(\ln \frac{L}{a} - R_V|_{\alpha_l=\frac{\pi}{2}} \ln \frac{L}{H} \right) \quad (5.22)$$

gdje se koeficijent refleksije $R_V|_{\alpha_l=\frac{\pi}{2}}$ aproksimira jednadžbom (5.9) za upadni kut od 90° ($\theta_i = \pi$). Jednadžba (5.13) može se riješiti pomoću metode varijacije konstanti. Rješenje za struju na cilindru dano je kao:

$$I(l) = C_1(l) \cos(\gamma l) + C_2(l) \sin(\gamma l) \quad (5.23)$$

C_1 i C_2 su:

$$C_1(l) = - \int \frac{F(z)}{\gamma} \sin(\gamma l) dl + A \quad (5.24)$$

$$C_2(l) = \int \frac{F(z)}{\gamma} \cos(\gamma l) dl + B \quad (5.25)$$

gdje su A i B konstante. Može se doći do određenog rješenja za struju $I(l) = I_0(l)$ Leibniz-Feynmanovom metodom diferenciranja pod integralnim predznakom (5.24) – (5.25) beskonačan broj puta, a zatim umetanje ovog rezultata u (5.23):

$$I_0(l) = \frac{1}{\gamma^2} \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i \frac{F^{(2i)}(l)}{\gamma^{2i}} \quad (5.26)$$

uz $F^{(0)}(l) = F(l)$ (Dodatak B za dokaz). Korištenjem rubnih uvjeta za krajeve cilindra, $I(0) = I(L) = 0$, opće rješenje za struju koja teče kroz os cilindra daje se kao:

$$I(l) = I_0(l) - \frac{I_0(0)\sin[\gamma(L-l)] + I_0(L)\sin(\gamma l)}{\sin(\gamma l)} \quad (5.27)$$

U svom najjednostavnijem obliku, u slučaju da se jakost upadnog električnog polja duž vodiča mijenja postepeno, moguće je zanemariti sve članove u jednadžbi (5.26), i zadržati samo prvi, $I_0(l) \approx F(l)/\gamma^2$. Ovo daje procjenu struje koja još uvijek zadovoljava rubne uvjete, a dana je kao:

$$I(l) \approx \frac{1}{\gamma^2} \left\{ F(l) - \frac{F(0)\sin[\gamma(L-l)] + F(L)\sin(\gamma l)}{\sin(\gamma L)} \right\} \quad (5.28)$$

gdje je $F(l)$ određeno jednadžbom (5.13) i ovisi o raspodjeli upadnog električnog polja duž cilindra. Dobivena relacija je generalizacija formule za struju u slučaju upada ravnog vala iz [79], predstavljenja relacijom (4.39).

5.3. Dozimetrijske veličine

Moguće je izračunati gustoću struje tijela nakon što je poznata aksijalna struja [130]. U [12], gustoća struje je izražena kao:

$$J(\zeta, l) = \frac{I(l)}{a^2 \pi} \left(\frac{\beta a}{2} \right) \frac{J_0(j^{-1/2} \beta \zeta)}{J_1(j^{-1/2} \beta a)} \quad (5.29)$$

gdje se ζ kreće od 0 do a , J_0 i J_1 su odgovarajuće Besselove funkcije. Električno polje inducirano u tijelu izračunava se pomoću [26]:

$$E_{in}(\zeta, l) = \frac{J(\zeta, l)}{\sigma + j\omega \epsilon} \quad (5.30)$$

gdje je ρ gustoća tkiva, a σ i ϵ odnose se na električna svojstva ljudskog tijela.

$$\text{SAR} = \sigma \frac{|E_{in}(\zeta, l)|^2}{\rho} \quad (5.31)$$

Prosječan SAR po 10 g tkiva (SAR_{10g}) izražen cilindričnim koordinatama dan je izrazom [79]:

$$\text{SAR}_{10g} = \frac{1}{V_{10g}} \iiint \text{SAR} dV_c = \frac{1}{V_{10g}} \int_0^{a_c} \int_0^{a_c} \int_0^{a_c} \text{SAR} dx_c dy_c dz_c \quad (5.32)$$

Prosječni SAR za cijelo tijelo (SAR_{WB}) izražen cilindričnim koordinatama dan je izrazom [79]:

$$\text{SAR}_{\text{WB}} = \frac{1}{V} \iiint \text{SAR} dV = \frac{1}{V} \int_0^a \int_0^{2\pi} \int_0^L \text{SAR} \zeta d\zeta d\phi dl \quad (5.33)$$

gdje je V volumen cilindra, a površinski SAR je definiran kao u jednadžbi 5.51.

Koristeći jednadžbe (5.30) – (5.532) i nakon nekih matematičkih prilagodbi, jednadžba (5.33) daje se u integralnom obliku kao:

$$\text{SAR}_{\text{WB}} = \frac{\sigma}{\sigma^2 + (\omega\varepsilon)^2} \left(\frac{\beta}{a^2\pi} \right)^2 \frac{\int_0^a \zeta |J_0(j^{-1/2}\beta\zeta)|^2 d\zeta}{2\rho L |J_1(j^{-1/2}\beta a)|^2} \int_0^L |I(l)|^2 dl \quad (5.34)$$

gdje V je volumen cilindra i površinski SAR je definiran u (5.31).

Ovdje, $\tau = \varepsilon/\sigma$ označava vrijeme relaksacije naboja. Nadalje, TPD definirana je, prema [13] u skladu s (3.6), na sljedeći način:

$$\text{TPD}(l) = \frac{1}{2} \int_{\zeta}^a \sigma |E_{in}(\zeta, l)|^2 d\zeta \quad (5.35)$$

Ovdje, σ predstavlja električnu vodljivost tkiva. TPD je veličina koja je prvotno uvedena za frekvencijski raspon u GHz području zbog izraženijih površinskih efekata pod tim uvjetima. Iako je prvenstveno namijenjena za primjenu u visokofrekvencijskim sustavima, TPD se može koristiti i u nižim frekvencijskim rasponima. Međutim, važno je napomenuti da njezina relevantnost pri nižim frekvencijama može biti ograničena, ovisno o specifičnostima primjene. Uzimajući u obzir jednadžbe (5.29) i (5.30), jednadžba (5.35) može se formulirati kao:

$$\begin{aligned} \text{TPD} = & \frac{1}{8\sigma^3} \frac{1}{1+(\omega\tau)^2} \left(\frac{\beta a}{a^2\pi} \right)^2 \\ & \times \left| \frac{I(l)}{J_1(j^{-1/2}\beta a)} \right|^2 \int_{\zeta}^a |J_0(j^{-1/2}\beta\zeta)|^2 d\zeta \end{aligned} \quad (5.36)$$

5.4. Rezultati usporedbe analitičkog modela s numeričkim modelima

U svim primjerima, verifikacija rezultata dobivenih analitičkim modelom provedena je korištenjem komercijalnog softvera FEKO. FEKO je alat za elektromagnetske simulacije, koji omogućuje detaljne analize i validaciju širokog spektra elektromagnetskih problema. Korištenjem FEKO-a, ostvarena je veća razina preciznosti u verifikaciji analitičkih rezultata. Pretpostavlja se kako je čovjek smješten u slobodni prostor ili iznad realnog tla te kako su udovi čvrsto pričvršćeni za tijelo. Čovjek visine $L = 1,8$ m i srednjeg promjera torza $2a = 33,34$ cm modeliran je kao ekvivalentni cilindar s odgovarajućim električnim svojstvima tkiva [129]. Prema pretpostavci modela, visina cilindra L i širina $2a$ ekvivalentne su visini i širini tipične osobe. Homogeni, izotropni materijal s gubicima koji čini realističnog čovjeka modeliran je kao u [79]. Model cilindričnog tijela ima ukupni volumen od $0,046 \text{ m}^3$. Realističan numerički model koji se koristi za verifikaciju ima obujam od $0,055 \text{ m}^3$.

Na frekvencijama od 6,78 MHz i 13,56 MHz pretpostavlja se da je relativna permitivnost ljudskog tijela $\varepsilon_r = 92$, gustoća tkiva pretpostavlja se da je $\rho = 1000 \text{ kgm}^{-3}$, a specifična vodljivost pretpostavlja se da je $\sigma = 0,419 \text{ Sm}^{-1}$ [129]. Kao rezultat toga, kompleksna dielektrična permitivnost cilindra za $f = 6,78 \text{ MHz}$ dana je s $\varepsilon_C = \varepsilon_{Cr}\varepsilon_0$, $\varepsilon_{Cr} = 233 - j1593$, (ε_0 je permitivnost vakuuma), pri čemu je imaginarni dio znatno veći od realnog, što znači da se

cilindar ponaša kao vodič s gubicima. A kod $f = 13,56$ MHz, kompleksna dielektrična permitivnost cilindra dana je s $\epsilon_C = \epsilon_{Cr}\epsilon_0$, $\epsilon_{Cr} = \epsilon_{Cr} - j1112$, (ϵ_0 je permitivnost vakuuma), pri čemu je imaginarni dio znatno veći od realnog, što znači da se cilindar ponaša kao vodič s gubicima. Prepostavlja se da je njegova permeabilnost jednaka permeabilnosti vakuuma ($\mu = \mu_0$). Debljina kože (vidi 2.73) je 29,88 cm za frekvenciju $f = 6,78$ MHz i 21,11 cm za frekvenciju $f = 13,56$ MHz, što ukazuje da struje prodiru kroz cijeli presjek cilindra.

Površinska impedancija dana je kao [79]:

$$Z_s(\zeta) = \frac{Z}{2\pi a} \frac{J_0(\gamma_w, \zeta)}{J_1(\gamma_w, a)} \quad (5.37)$$

gdje su J_0 i J_1 Besselove funkcije nultog, odnosno prvog reda, a $0 \leq \zeta \leq a$. Z i γ_w se izražavaju kao:

$$Z = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}} \quad (5.38)$$

$$\gamma_w = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\epsilon)} \quad (5.39)$$

gdje je $\epsilon = \epsilon_r\epsilon_0$ permitivnost.

Metode korištene za verifikaciju analitičkog modela u programskom paketu FEKO

Metoda momenata (MoM) korištena je za analizu žičanih antena. Ova metoda omogućuje precizne proračune elektromagnetskih polja generiranih i primljenih od strane žičanih struktura. MoM se temelji na pretvaranju integralnih jednadžbi elektromagnetizma u sustav algebarskih jednadžbi, koji se potom numerički rješava. Ova metoda je izuzetno korisna za modeliranje tankih žičanih antena i struktura zbog svoje efikasnosti i točnosti.

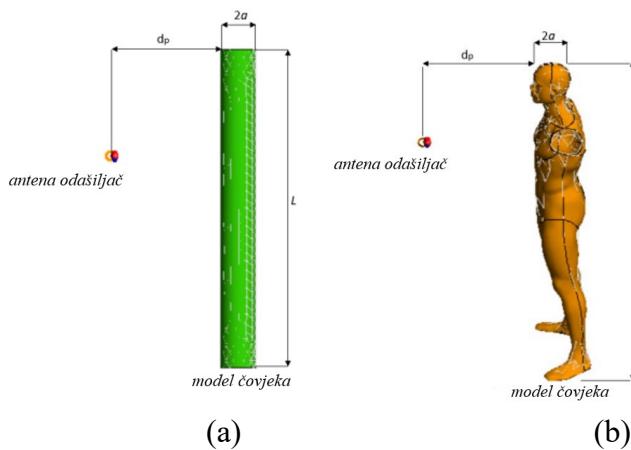
SEP metoda je korištena za modele homogenih dielektričnih tijela. SEP omogućava modeliranje složenih dielektričnih struktura kroz ekvivalentne površinske struje, što pojednostavljuje računanje. Ova metoda koristi površinske ekvivalentne struje i napone kako bi simulirala ponašanje elektromagnetskog polja unutar homogenih dielektričnih tijela. Time se smanjuje računalna složenost, dok se zadržava visoka razina preciznosti.

Za verifikaciju modela homogenih dielektričnih tijela, korišteni su specifični parametri iz IT'IS (Information Technologies in Society) baze podataka. IT'IS [131] baza podataka pruža detaljne informacije o dielektričnim svojstvima bioloških tkiva, što omogućuje točne simulacije interakcije elektromagnetskih polja s ljudskim tijelom. Parametri iz IT'IS baze podataka uključuju vrijednosti dielektrične konstante i provodnosti za različita biološka tkiva pri različitim frekvencijama. Ove vrijednosti su ključne za točnu simulaciju i analizu elektromagnetskih interakcija s ljudskim tijelom.

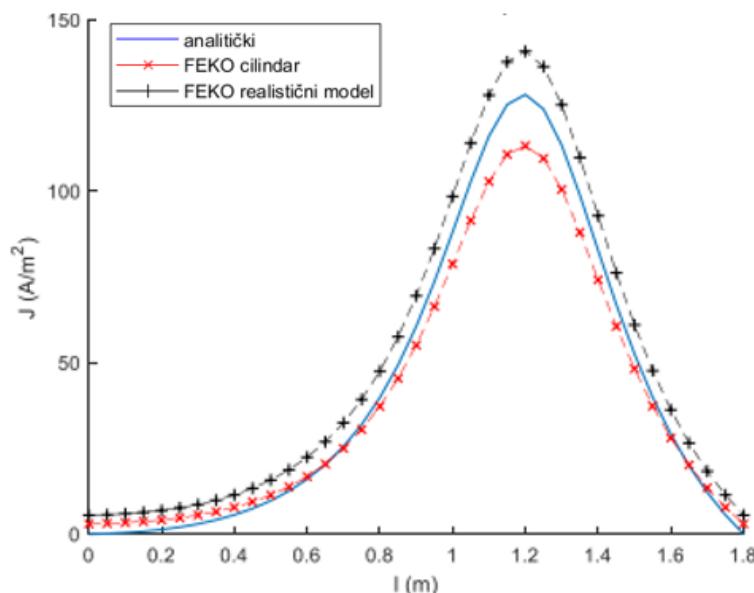
5.4.1. Slučaj magnetskog dipola u slobodnom prostoru

WPT sustav koristi malu PEC okruglu antenu polumjera $r_{tx} = 2,5$ cm čiji se izvor napona nalazi na priklučku 1 te odašilje na $f = 6,78$ MHz kao što je prikazano na slici Slika 5.3. Ulazna snaga odašiljača postavljena je na 5 W (prepostavlja se kako nema neprilagođenja na ulazu), slično

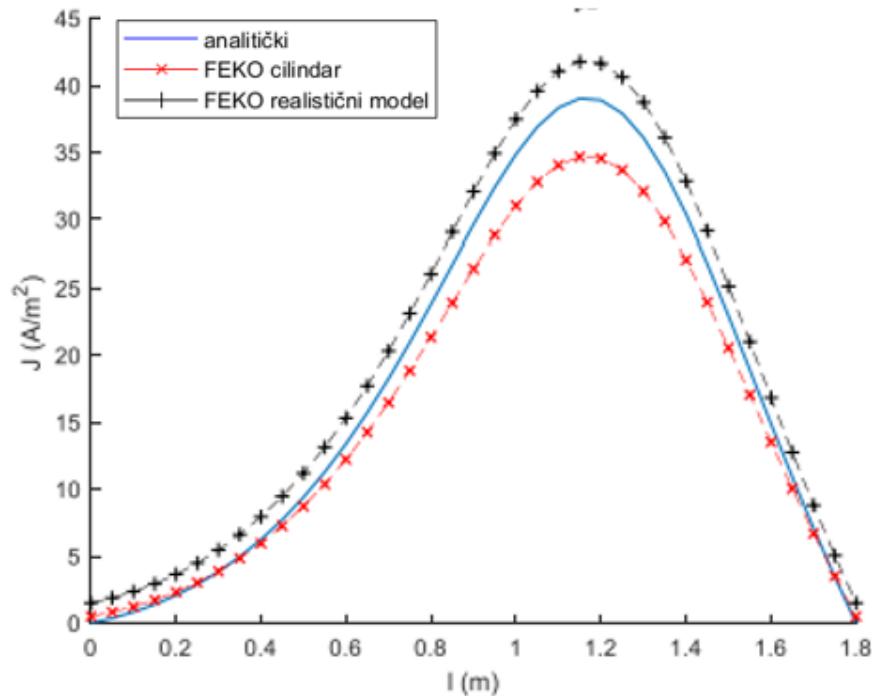
kao u WPT standardu [132][133]. U FEKO-u, duljina segmenta žice je 8 mm, polumjer segmenta je 8 mm, a duljina ruba trokuta je 35 mm. Broj trokuta za cilindar je 2350, a za realistični model 7774. Antena odašiljača postavljena je ispred ljudskog modela na visini od 1,2 m, kao što je prikazano na slici Slika 5.3, slično scenariju najgoreg slučaja u [134]. Udaljenosti d_{p1} i d_{p2} odgovaraju najkraćoj udaljenosti površine modela od centra antene. Inducirano električno polje unutar tijela E_{in} i inducirano gustoća struje J analiziraju se analitički (koristeći jednadžbe (5.29) - (5.30)) i numerički (u FEKO-u i Matlab-u). Vrijednosti upadnog električnog polja E uzete su u 181 točki duž modela ljudskog tijela. Vrijednosti inducirane struje u FEKO-u u svakoj točki na površini cilindra izračunavaju se kao površinska struja pomnožena s visinom trokuta u smjeru z -osi, a zatim integrirano od 0 do 2π oko cilindara na svakom položaju z . Rezultati za gustoću struje J i za inducirano električno polje E_{in} na površini cilindra ($\zeta = a$) prikazane su na slikama Slika 5.4–Slika 5.7. Maksimalne vrijednosti induciranih gustoća struje i induciranih električnih polja pri razmatranim udaljenostima su prikazane u tablici Tablica 5.1, odnosno tablici Tablica 5.2.



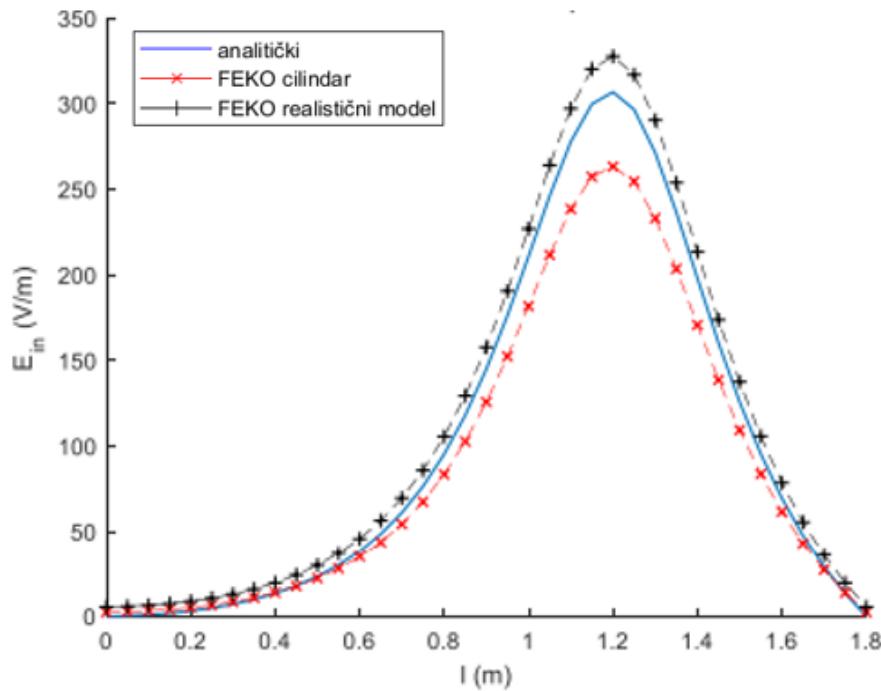
Slika 5.3 (a) Pojednostavljeni cilindrični model ljudskog tijela, (b) realistični model ljudskog tijela u slobodnom prostoru i odašiljač na frekvenciji $f = 6,78 \text{ MHz}$.



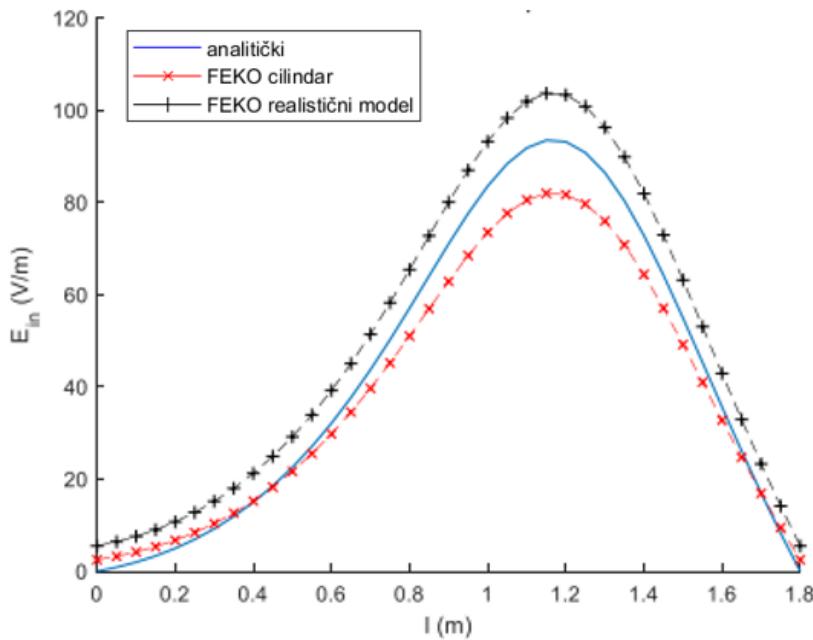
Slika 5.4 Inducirana gustoća struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p1} = 30 \text{ cm}$.



Slika 5.5 Inducirana gustoća struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$.



Slika 5.6 Inducirano električno polje E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p1} = 30 \text{ cm}$.



Slika 5.7 Inducirano električno polje E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$.

Tablica 5.1 Usporedba maksimalne vrijednosti inducirane gustoće struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ s ICNIRP preporukama [12].

$J (\text{A}/\text{m}^2)$ $f = 6,78 \text{ MHz}$			ICNIRP preporuke - J (A/m^2)	
model	d_{p1}	d_{p2}	Opća populacija	Radnici
realistični	128,23	39,02		
cilindar	140,87	41,76		
predloženi analitički	113,31	34,66		
			10	50

Tablica 5.2 Usporedba maksimalne vrijednosti induciranih električnih polja E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ s ICNIRP preporukama [12].

E_{in} (V/m) $f = 6,78 \text{ MHz}$			ICNIRP preporuke - E_{in} (V/m)	
model	d_{p1}	d_{p2}	Opća populacija	Radnici
realistični	304,91	92,82		
cilindar	325,03	97,26		
predloženi analitički	275,81	81,75		
			78,57	172,86

Vršne vrijednosti induciranih električnih polja E_{in} i gustoće struje J unutar tijela dobiveni

simulacijama i proračunima su iznad propisanih preporuka, u svim scenarijima, osim jednog na udaljenosti $d_{p2} = 60$ cm za profesionalnu populaciju. Dakle, može se zaključiti kako za ovu postavu s ulaznom snagom od 5 W (pretpostavlja se da nema neprilagođenja na ulazu) i maksimalno dobiveni rezultati niskofrekvencijski učinci (neuro-mišićni učinci kroz inducirano električno polje i gustoću struje) su iznad preporuke. Kako bi zadovoljili preporuke za izlaganje niskim frekvencijama propisane za stručne i opće populacije na udaljenosti $d_{p1} = 30$ cm, ulazna snaga odašiljača mora biti postavljena na manje vrijednosti od 1 W i 0,25 W, odnosno (gdje nema neprilagođenja na ulazu).

No, s druge strane, efikasnost zračenja odašiljačke antene koje se redovito koriste u WPT-u mnogo je manje od 100 % (kao u ovom slučaju PEC), tako da u normalnom slučaju upotrebe ovi rezultati ne bi bili iznad preporuka. Na primjer, ako je ista antena odašiljača izrađena od bakra na udaljenosti $d_{p1} = 30$ cm od cilindra (model ljudskog tijela), efikasnosti zračenja je 0,017 % s vršnom vrijednošću inducirane struje gustoća $J = 5.13 \text{ A/m}^2$, a inducirano električno polje $E_{in} = 12,19 \text{ V/m}$ (verificirano u FEKO-u). Analitički rezultati u svim simuliranim scenarijima su u amplitudi između rezultata za pojednostavljeni i realni model čovjeka. Osim aproksimacije napravljene u (5.16), razlog dobivenih odstupanja između analitičkih, i rezultata modela cilindra djelomično leže u činjenici kako mala petlja nije potpuno čisti TE₁₀ mod radijator. Također, u analitičkim scenarijima rezultati na kraju žice daju manje vrijednosti od numeričke zbog aproksimacije tankom žicom. Maksimalno inducirano polje E_{in} i gustoća struje J dobivena je u području torza ljudskog modela na visini 1,2 m zbog položaja središta antene odašiljača.

5.4.2. Slučaj magnetskog točkastog izvora u slobodnom prostoru

U scenariju izloženosti slično prikazanom na slikama Slika 5.4 a i Slika 5.43 b, ali se koristi se točkasti magnetski izvor zajedno s izvorom napona na priključku 1 na frekvencijama od 6,78 MHz i 13,56 MHz. Prema WPT standardu [133], ulazna snaga odašiljačke antene postavljena je na $P_G = 5$ W. Duljina segmenta žice u FEKO-u je 8 mm, polumjer žice je 8 mm, dok je duljina ruba trokuta u prikazu modela ljudskog tijela 35 mm. Broj triangulacija u slučaju cilindričnog ekvivalentnog modela je 2350, dok je u slučaju realističnog modela 7774. Slično kako je prikazano na slikama Slika 5.43 a i Slika 5.43 b, magnetski dipol se nalazi ispred modela čovjeka na visini od 1,2 m, što je slično najgorem slučaju [134]. Najbliže udaljenosti od površine tijela i središta dipola prikazane su vrijednostima $d_{p1} = 30$ cm, $d_{p2} = 60$ cm, $d_{p3} = 150$ cm i $d_{p4} = 220$ cm. Udaljenosti su odabrane redom od one koja je najbliža odašiljačkoj anteni ($d_{p1} = 30$ cm) do granice bliskog - dalekog polja ($d_{p4} = \lambda/10$).

Jednadžbu (5.29 – 5.30) i jednadžbu (5.32 - 5.34) korištene su za analizu električnog polja E_{in} induciranih unutar tijela, odnosno gustoće struje J , SAR_{10g} i SAR_{WB}. Za numeričku analizu podataka korišteni su FEKO i Matlab. Na 181 točki duž modela tijela izračunate su vrijednosti upadnog električnog polja E . Množenjem površinske struje s visinom trokuta u smjeru osi cilindra, a zatim integriranjem od nula do 2π po obodu cilindra na svakom položaju l , moguće je odrediti vrijednosti inducirane struje u svakoj točki cilindra. Na slikama Slika 5.8 do Slika 5.15 prikazana je izračunata gustoća struje J i električno polje E_{in} inducirano na površini cilindra ($\zeta = a$). Na udaljenostima koje se razmatraju, maksimalne vrijednosti gustoće inducirane struje i električnog polja prikazane su u tablicama Tablica 5.3–

Tablica 5.6, SAR_{WB} u tablicama

Tablica 5.7–

Tablica 5.9, a SAR_{10g} u tablicama Tablica 5.8–Tablica 5.10, redom, a korijen srednje kvadratne

pogreške (*RMSE*) dobiven u Matlab-u prikazan je od tablice Tablica 5.11–
SAR izračunat svim razmatranim metodama unutar je navedenih zaštitnih granica izloženosti.
Visokofrekvenički učinak zagrijavanja mjerен SAR-om stoga nije prisutan za scenarije na $f = 6,78$ MHz za razliku od očekivanog niskofrekveničkog neuromuskularnog učinka
procijenjenog gustoćom struje i induciranih električnih polja na definiranim udaljenostima ($dp1 = 30$ cm i $dp2 = 60$ cm). U svjetlu prethodno navedenog, može se reći da za scenarije na $f = 6,78$ MHz, visokofrekvenički učinak zagrijavanja nije izražen u usporedbi sa snažno
izraženim niskofrekveničkim neuromuskularnim učinkom na udaljenostima ($dp1 = 30$ cm i $dp2 = 60$ cm), dok je niskofrekvenički učinak na $f = 13,56$ MHz izražen na najbližoj
udaljenosti odašiljačke antene ($dp1 = 30$ cm). Snaga zračenja mora biti između 0,25 W i manja
od 1 W kako bi se zadovoljile smjernice za izloženost niskim frekvencijama utvrđene za
profesionalce i šиру javnost (na udaljenosti od $dp1 = 30$ cm).

Tablica 5.18. *RMSE* je mjera koja se koristi za procjenu razlike između stvarnih i predviđenih
vrijednosti. Što je *RMSE* manji, to znači da model bolje predviđa stvarne vrijednosti. *RMSE* se
računa prema formuli:

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \hat{y}_i)^2} \quad (5.40)$$

gdje:

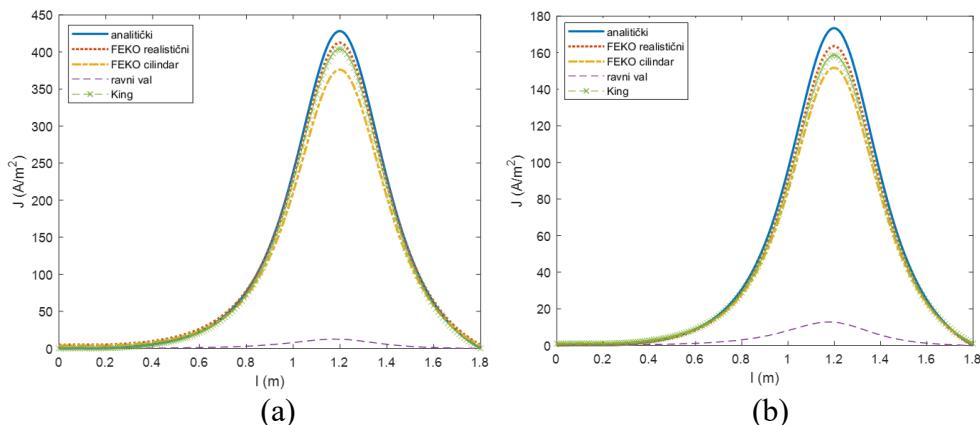
- y_i - stvarna vrijednost za i-tu promatranje,
- \hat{y}_i - predviđena vrijednost za i-tu promatranje,
- n - broj promatranja.

RMSE u postotcima se računa prema formuli:

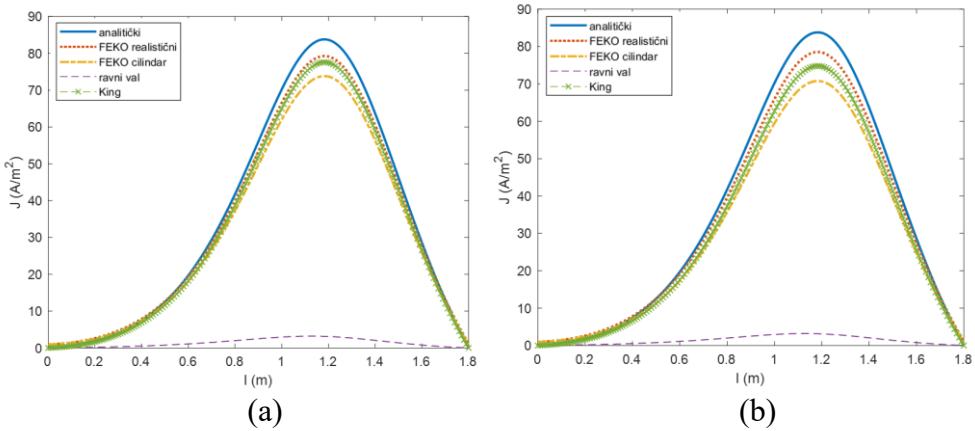
$$RMSE (\%) = \left(\frac{RMSE}{Srednja stvarna vrijednost} \right) \cdot 100 \quad (5.41)$$

gdje je:

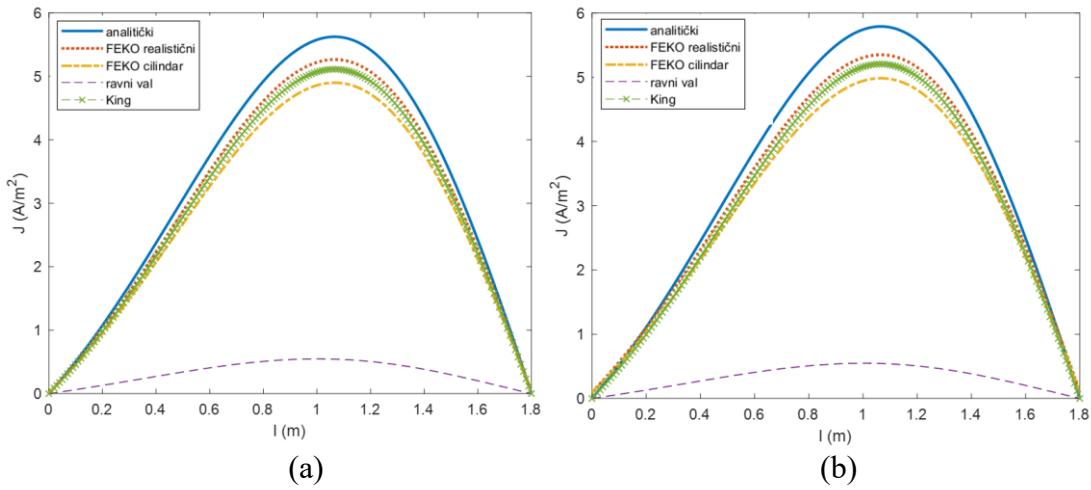
$$Srednja stvarna vrijednost = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \quad (5.42)$$



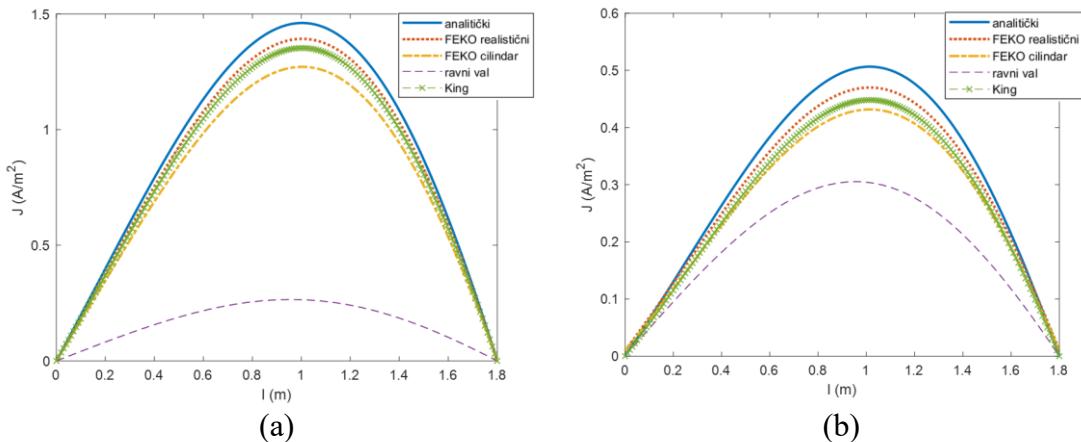
Slika 5.8 Raspodjela gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $dp1 = 30$ cm i
(a) $f = 6,78$ MHz, (b) $f = 13,56$ MHz.



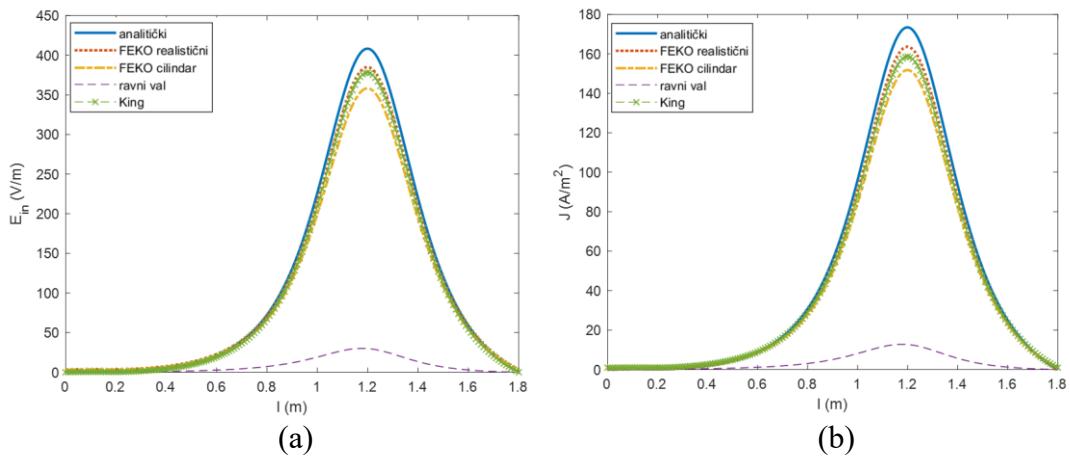
Slika 5.9 Raspoloženje gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p2} = 60 \text{ cm}$
i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.



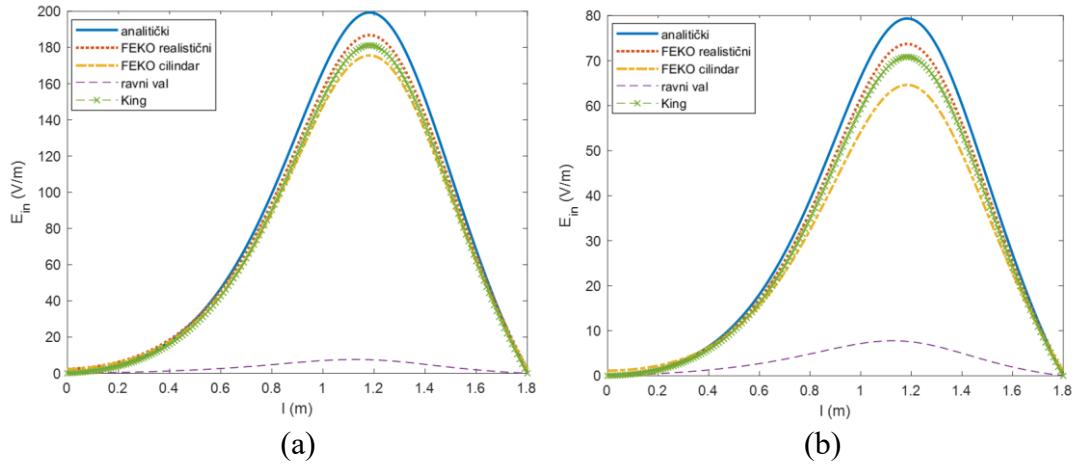
Slika 5.10 Raspoloženje gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p3} = 150 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.



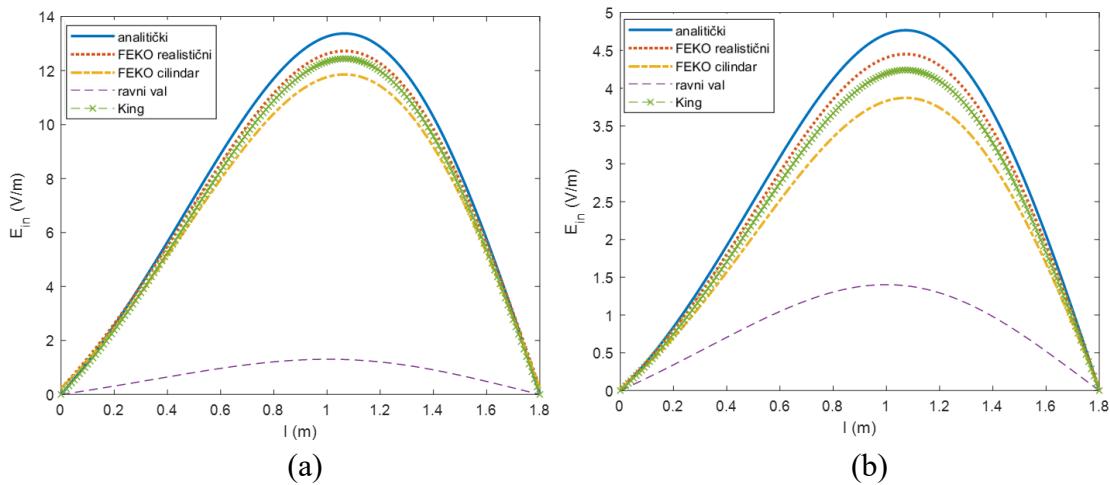
Slika 5.11 Raspoloženje gustoće struje uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p4} = 220 \text{ cm}$
i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.



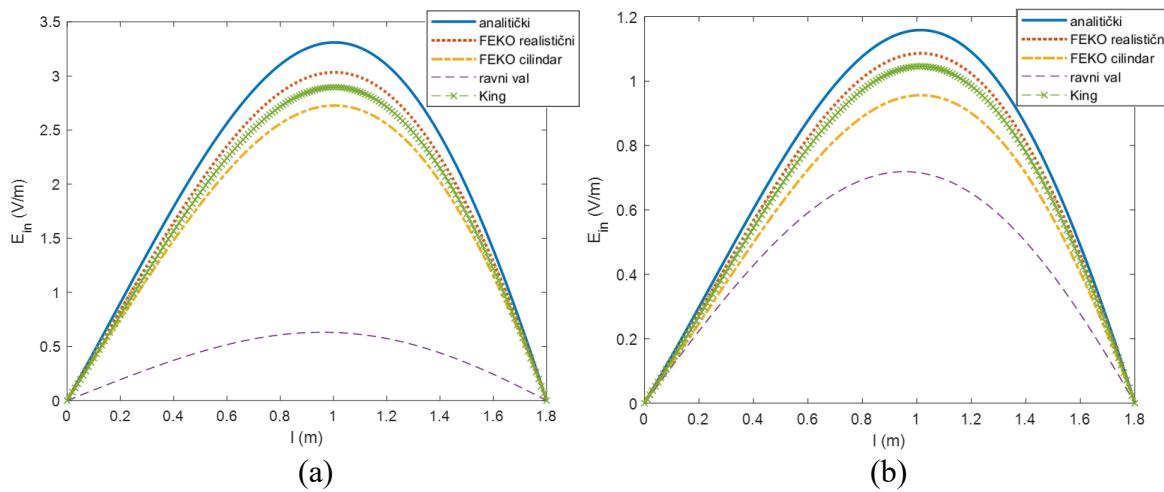
Slika 5.12 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p1} = 30$ cm i (a) $f = 6,78$ MHz, (b) $f = 13,56$ MHz.



Slika 5.13 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p2} = 60$ cm i (a) $f = 6,78$ MHz, (b) $f = 13,56$ MHz.



Slika 5.14 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p3} = 150$ cm i (a) $f = 6,78$ MHz, (b) $f = 13,56$ MHz.



Slika 5.15 Raspodjela induciranih električnih polja uzduž modela ljudskog tijela na udaljenosti $d_{p4} = 220 \text{ cm}$ i (a) $f = 6,78 \text{ MHz}$, (b) $f = 13,56 \text{ MHz}$.

Tablica 5.3 Usporedba vršnih vrijednosti inducirane gustoće struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].

$J (\text{A}/\text{m}^2)$ $f = 6,78 \text{ MHz}$					ICNIRP preporuke - $J (\text{A}/\text{m}^2)$	
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
realistični	385,48	74,09	4,95	1,32	10	50
cilindar	351,34	69,02	4,61	1,21		
analitički	427,35	83,78	5,62	1,46		
King	376,51	72,35	4,81	1,28		
ravni val	12,46	3,19	0,55	0,26		

Tablica 5.4 Usporedba vršnih vrijednosti inducirane gustoće struje J uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].

$J (\text{A}/\text{m}^2)$ $f = 13,56 \text{ MHz}$					ICNIRP preporuke - $J (\text{A}/\text{m}^2)$	
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
realistični	145,53	72,57	5,04	0,43	10	50
cilindar	134,51	66,18	4,69	0,40		
analitički	173,17	83,81	5,79	0,51		
King	140,75	69,89	4,90	0,41		
ravni val	12,79	3,15	0,54	0,30		

Tablica 5.5 Usporedba vršnih vrijednosti induciranih električnih polja E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].

$E_{in} (\text{V/m})$ $f = 6,78 \text{ MHz}$					ICNIRP preporuke - $E_{in} (\text{V/m})$	
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
realistični	909,84	174,63	11,98	2,88	78,57	172,86
cilindar	830,12	164,25	11,16	2,59		
analitički	1019,11	199,17	13,37	3,29		
King	880,16	166,52	11,72	2,74		
ravni val	29,71	7,53	1,31	0,63		

Tablica 5.6 Usporedba vršnih vrijednosti induciranih električnih polja E_{in} uzduž modela ljudskog tijela u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].

$E_{in} (\text{V/m})$ $f = 13,56 \text{ MHz}$					ICNIRP preporuke - $E_{in} (\text{V/m})$	
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
realistični	342,88	65,69	4,03	0,99	78,57	172,86
cilindar	319,34	57,61	3,51	0,87		
analitički	407,59	79,35	4,77	1,16		
King	336,31	63,14	3,84	0,95		
ravni val	30,03	7,77	1,41	0,72		

Tablica 5.7 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} na $f = 6,78 \text{ MHz}$ i ICNIRP preporuka [12].

$\text{SAR}_{\text{WB}} (\text{mW/kg})$ $f = 6,78 \text{ MHz}$					ICNIRP preporuke - SAR _{WB} (mW/kg)	
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
realistični	75,7	19,4	2,1	0,5	80	400
cilindar	62,3	18,1	1,7	0,4		
analitički	85,2	24,2	3,1	0,5		
King	65,1	20,7	2,4	0,3		
ravni val	5,3	1,5	0,1	0,1		

Tablica 5.8 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} na f = 6,78 MHz i ICNIRP preporuka [12].

SAR _{10g} (mW/kg) f = 6,78 MHz					ICNIRP preporuke – SAR _{10g} (mW/kg)	
model	d _{p1}	d _{p2}	d _{p3}	d _{p4}	Opća populacija	Radnici
realistični	1402,2	225,2	5,5	1,1		
cilindar	1264,9	196,1	3,8	0,9		
analitički	1550,4	273,1	6,8	1,2		
King	1313,1	205,7	4,9	1,5		
ravni val	154,1	15,3	0,3	0,5		

Tablica 5.9 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} na f = 13,56 MHz i ICNIRP preporuka [12].

SAR _{WB} (mW/kg) f = 13,56 MHz					ICNIRP preporuke - SAR _{WB} (mW/kg)	
model	d _{p1}	d _{p2}	d _{p3}	d _{p4}	Opća populacija	Radnici
realistični	105,9	23,2	2,4	0,5		
cilindar	70,9	19,9	1,7	0,3		
analitički	127,7	31,4	3,8	0,7		
King	88,1	20,7	2,2	0,4		
ravni val	5,5	1,3	0,1	0,1		

Tablica 5.10 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} na f = 13,56 MHz i ICNIRP preporuka [12].

SAR _{10g} (mW/kg) f = 13,56 MHz					ICNIRP preporuke – SAR _{10g} (mW/kg)	
model	d _{p1}	d _{p2}	d _{p3}	d _{p4}	Opća populacija	Radnici
realistični	1963,1	270,2	6,3	1,1		
cilindar	1544,4	207,1	4,2	1,1		
analitički	2325,6	354,9	9,1	1,4		
King	1675,7	215,7	5,8	1,1		
ravni val	269,5	13,8	1,5	0,1		

Tablica 5.11 RMSE za gustoću struje J u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$.

$\text{RMSE}_{CD} (\%) f = 6,78 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
analitički	4,21	4,31	5,11	5,42
realistični	3,08	2,43	2,59	3,47
plane wave	30,48	31,68	30,82	28,79
King	2,23	1,59	1,49	2,32

Tablica 5.12 RMSE za gustoću struje J u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$.

$\text{RMSE}_{CD} (\%) f = 13,56 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
analitički	4,74	5,50	5,37	11,45
realistični	2,57	3,37	2,52	6,05
plane wave	31,16	29,48	30,71	20,09
King	1,53	1,65	1,40	2,40

Tablica 5.13 RMSE za inducirano električno polje E_{in} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$.

$\text{RMSE}_{E_{in}} (\%) f = 6,78 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
predloženi analitički	4,49	4,41	4,32	9,00
realistični	3,00	2,16	2,58	3,70
plane wave	30,69	32,41	31,50	25,29
King	1,82	1,03	1,60	2,01

Tablica 5.14 RMSE za inducirano električno polje E_{in} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$.

$RMSE_{E_{in}} (\%) f = 13,56 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
predloženi analitički	4,60	6,65	9,94	14,54
realistični	2,53	4,07	5,12	7,29
plane wave	31,07	26,52	21,74	13,16
King	1,80	2,75	3,20	5,00

U svim scenarijima, osim onih na $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ s visokim odstupanjem amplitude za opću i profesionalnu populaciju, kao i za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ za profesionalnu populaciju, maksimalne vrijednosti induciranih električnih polja E_{in} i gustoća struje J promatrane kroz numeričke i analitičke izračune niže su od navedenih preporuka, kao što je prikazano u tablicama Tablica 5.15.1-5.18.

SAR izračunat svim razmatranim metodama unutar je navedenih zaštitnih granica izloženosti. Visokofrekvenčni učinak zagrijavanja mjeran SAR-om stoga nije prisutan za scenarije na $f = 6,78 \text{ MHz}$ za razliku od očekivanog niskofrekvenčnog neuromuskularnog učinka procijenjenog gustoćom struje i induciranih električnih polja na definiranim udaljenostima ($d_{p1} = 30 \text{ cm}$ i $d_{p2} = 60 \text{ cm}$).

U svjetlu prethodno navedenog, može se reći da za scenarije na $f = 6,78 \text{ MHz}$, visokofrekvenčni učinak zagrijavanja nije izražen u usporedbi sa snažno izraženim niskofrekvenčnim neuromuskularnim učinkom na udaljenostima ($d_{p1} = 30 \text{ cm}$ i $d_{p2} = 60 \text{ cm}$), dok je niskofrekvenčni učinak na $f = 13,56 \text{ MHz}$ izražen na najbližoj udaljenosti odašiljačke antene ($d_{p1} = 30 \text{ cm}$). Snaga zračenja mora biti između 0,25 W i manja od 1 W kako bi se zadovoljile smjernice za izloženost niskim frekvencijama utvrđene za profesionalce i šиру javnost (na udaljenosti od $d_{p1} = 30 \text{ cm}$).

Tablica 5.15 RMSE za SAR_{10g} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$

$RMSE_{SAR10g} (\%) f = 6,78 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
predloženi analitički	6,99	8,47	8,47	6,51
realistični	2,01	3,01	3,01	4,23
plane wave	32,97	31,46	31,46	32,68
King	2,01	3,01	3,02	4,22

Tablica 5.16 RMSE za SAR_{10g} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$.

$RMSE_{SAR10g} (\%) f = 13,56 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
predloženi analitički	5,24	6,36	6,36	2,44
realistični	1,01	1,01	1,01	1,07
plane wave	34,75	33,61	33,61	37,22
King	1,01	1,01	1,01	1,07

Tablica 5.17 RMSE za SAR_{WB} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 6,78 \text{ MHz}$.

$RMSE_{SARWB} (\%) f = 6,78 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
predloženi analitički	3,63	3,63	3,63	3,61
realistični	1,03	1,07	1,09	1,17
plane wave	36,31	36,33	36,33	36,13
King	1,08	1,06	1,09	1,15

SAR izračunat svim razmatranim metodama unutar je navedenih zaštitnih granica izloženosti. Visokofrekvenčni učinak zagrijavanja mјeren SAR-om stoga nije prisutan za scenarije na $f = 6,78 \text{ MHz}$ za razliku od očekivanog niskofrekvenčnog neuromuskularnog učinka procijenjenog gustoćom struje i induciranoj električnoj polja na definiranim udaljenostima ($d_{p1} = 30 \text{ cm}$ i $d_{p2} = 60 \text{ cm}$). U svjetlu prethodno navedenog, može se reći da za scenarije na $f = 6,78 \text{ MHz}$, visokofrekvenčni učinak zagrijavanja nije izražen u usporedbi sa snažno izraženim niskofrekvenčnim neuromuskularnim učinkom na udaljenostima ($d_{p1} = 30 \text{ cm}$ i $d_{p2} = 60 \text{ cm}$), dok je niskofrekvenčni učinak na $f = 13,56 \text{ MHz}$ izražen na najbližoj udaljenosti odašiljačke antene ($d_{p1} = 30 \text{ cm}$). Snaga zračenja mora biti između 0,25 W i manja od 1 W kako bi se zadovoljile smjernice za izloženost niskim frekvencijama utvrđene za profesionalce i šиру javnost (na udaljenosti od $d_{p1} = 30 \text{ cm}$).

Tablica 5.18 RMSE za SAR_{WB} u usporedbi s FEKO cilindričnim modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$.

$RMSE_{SARWB} (\%) f = 13,56 \text{ MHz}$				
<i>model</i>	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}
predloženi analitički	3,63	3,63	3,63	3,63
realistični	2,25	2,29	2,33	2,50
plane wave	36,33	36,32	36,32	36,33
King	2,29	2,31	2,33	2,53

Treba napomenuti da odašiljačka antena koja se često koristi u WPT ima efikasnost zračenja koja je mnogo niža od 100%. Ovi se rezultati ne bi razlikovali od preporuka ICNIRP-a ni na jednoj udaljenosti ako bi se koristila realna antena umjesto PEC antene. Na primjer, efikasnost zračenja bila bi 0,017% ako bi ista odašiljačka antena bila izrađena od bakra i podešena na $f = 6,78$ MHz, s maksimalnom gustoćom struje $J = 5,13$ A/m² i maksimalnim induciranim poljem $E_{in} = 12,19$ V/m (ispitano punovalnim modelom u FEKO-u na $d_{pl} = 30$ cm).

Predložena aproksimacija struje, dana kao jednadžba (5.28), donekle precjenjuje rezultate izračuna punovalnog modela (i stvarnog i pojednostavljenog ljudskog modela), dok cilindrični model podcjenjuje predviđanja napravljena na realnom. Stoga, rezultati jednadžbe (5.28) mogu se smatrati najgorim slučajem u ovom scenaruju. Osim toga, rezultati na krajevima žice u analitičkim scenarijima imaju vrijednost nula zbog aproksimacije tanke žice koja predstavlja ograničenje ovog analitičkog modela. Zbog položaja središta odašiljačke antene, područje tijela ljudskog modela koje se nalazi na 1,2 m trpi najveće vrijednosti. Vršne vrijednosti E_{in} , inducirane gustoće struje J , SAR_{WB} i SAR_{10g} dobivene u području tijela ljudskog modela na 1,2 m također se uspoređuju s aproksimacijom ravnog vala definiranom u [79] i s Kingovom tročlanom aproksimacijom predstavljenom u dodatku C [135] u tablicama Tablica 5.3–Tablica 5.10.

Kao što se može primijetiti na slikama Slika 5.9–Slika 5.18, predložena analitička aproksimacija, kao i Kingova aproksimacija, slažu se se analitičkim i numeričkim rezultatima, ali aproksimacija ravnih valova to više podcjenjuje što je cilindar bliži odašiljačkoj anteni. Važno je napomenuti da aproksimacija ravnog vala nije dovoljno dobra za izračun u bliskom polju, međutim, kako se udaljavamo od odašiljačke antene i približavamo granici dalekog polja, rezultati postaju bliži po amplitudi (za aproksimaciju ravnog vala i predložena analitička aproksimacija).

Sve se to također može vidjeti u tablicama Tablica 5.11–

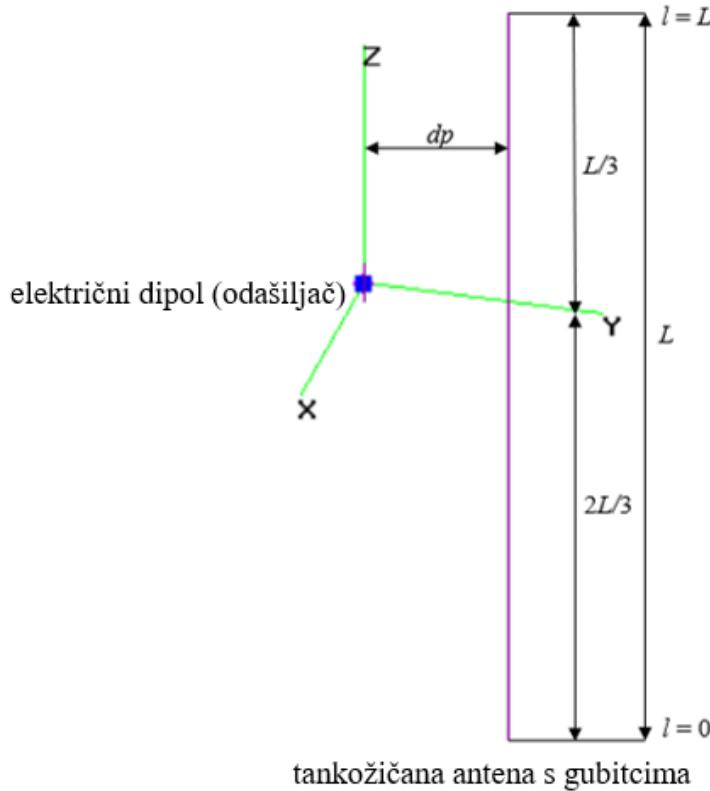
SAR izračunat svim razmatranim metodama unutar je navedenih zaštitnih granica izloženosti. Visokofrekvenčni učinak zagrijavanja mјeren SAR-om stoga nije prisutan za scenarije na $f = 6,78$ MHz za razliku od očekivanog niskofrekvenčnog neuromuskularnog učinka procijenjenog gustoćom struje i induciranog električnog polja na definiranim udaljenostima ($dp_1 = 30$ cm i $dp_2 = 60$ cm). U svjetlu prethodno navedenog, može se reći da za scenarije na $f = 6,78$ MHz, visokofrekvenčni učinak zagrijavanja nije izražen u usporedbi sa snažno izraženim niskofrekvenčnim neuromuskularnim učinkom na udaljenostima ($dp_1 = 30$ cm i $dp_2 = 60$ cm), dok je niskofrekvenčni učinak na $f = 13,56$ MHz izražen na najbližoj udaljenosti odašiljačke antene ($dp_1 = 30$ cm). Snaga zračenja mora biti između 0,25 W i manja od 1 W kako bi se zadovoljile smjernice za izloženost niskim frekvencijama utvrđene za profesionalce i šиру javnost (na udaljenosti od $dp_1 = 30$ cm).

Tablica 5.18 gdje se RMSE za predloženi analitički model uspoređuje s ostalima (stvari i pojednostavljeni numerički izračun punog vala u FEKO, Kingova aproksimacija i aproksimacija ravnog vala) izračunava se za trenutne rezultate gustoće na obje razmatrane ISM (industrijske, znanstvene i medicinske) frekvencije.

5.4.3. Slučaj utjecaja WPT odašiljača (električnog dipola) na obližnje objekte od tanke žice u slobodnom prostoru

Elektromagnetsko modeliranje WPT sustava u ovom scenaruju iznimno se provodi korištenjem

komercijalnog softvera 4Nec2 [136]. WPT sustav koristi PEC kratku dipolnu antenu duljine $L = 4$ cm na $f = 13,56$ MHz kao odašiljač i ravnu bakrenu žicu s gubicima duljine $L_{ant} = 1,8$ m, kao što je prikazano na slici Slika 5.16.

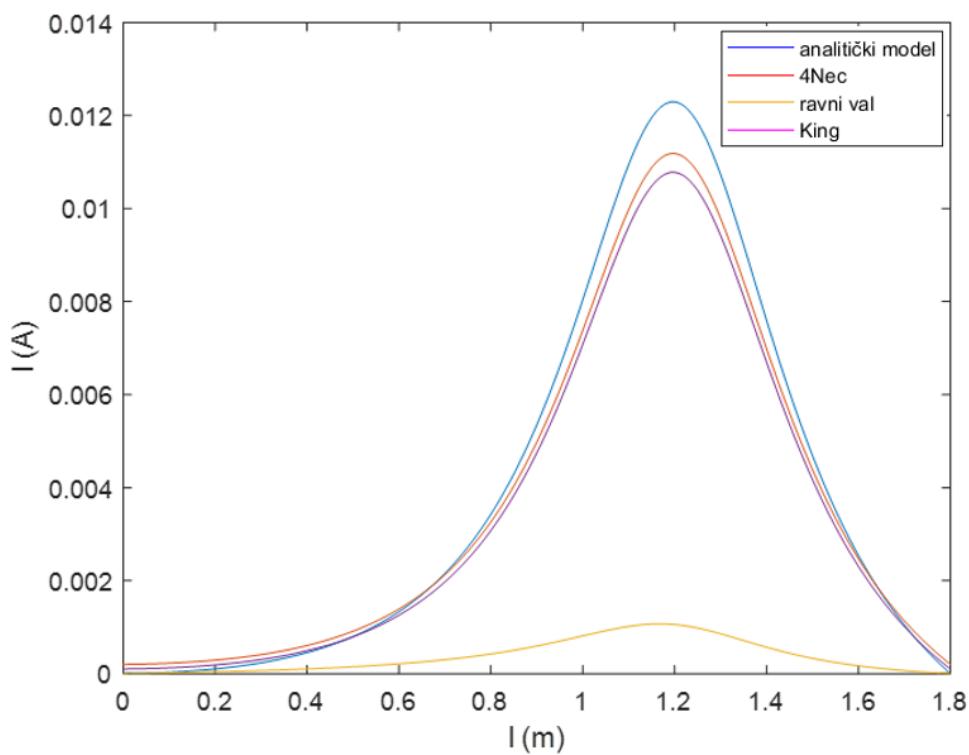


Slika 5.16 Objekt s gubitcima u slobodnom prostoru i odašiljač na frekvenciji $f = 13,56$ MHz.

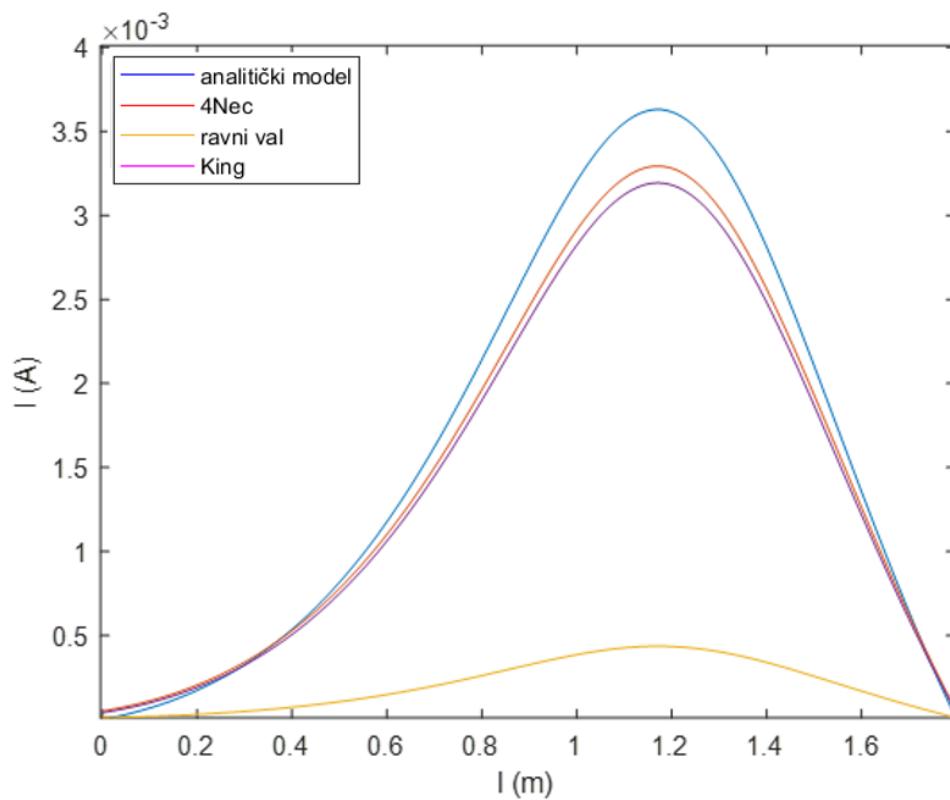
Ulagana snaga odašiljača je postavljena na 5 W (pri čemu se ne pretpostavlja neprilagođenje na ulazu), kao u WPT standardu [133]. U 4Nec2, duljina segmenta žice je 25 mm, radijus segmenta žice je 1 mm. Antena odašiljača postavljena je ispred žice s gubicima na visini od 1,2 m, kao što je prikazano na slici Slika 5.16. Vrijednosti d_{p1} do d_{p6} jednake su najbližoj udaljenosti površine žice i središta dipolne antene. Inducirana struja I analizira se analitički (koristeći jednadžbu 5.28) i numerički (u 4Nec2 i Matlab-u). Rezultati za struju I na površini žice dani su na slikama Slika 5.18–Slika 5.23. Maksimalne vrijednosti inducirane struje na razmatranim udaljenostima dane su u tablici Tablica 5.19.

Grafovi prikazuju raspodjelu struje duž žice s gubicima za različite modele analize. Analitički model daje najtočnije rezultate jer precizno uzima u obzir gubitke i elektromagnetske efekte na žici. Kingova simulacija pokazuje vrlo slične rezultate, s minimalnim odstupanjima koja proizlaze iz numeričkih aproksimacija korištenih u softveru. 4Nec2 model također daje relativno točne rezultate, ali prikazuje nešto veće razlike u odnosu na analitički model, vjerojatno zbog pojednostavljenih prepostavki u njegovom proračunu. Ravni val model, s druge strane, značajno podcjenjuje struju, što je posljedica idealiziranih prepostavki koje ne uzimaju u obzir realne gubitke.

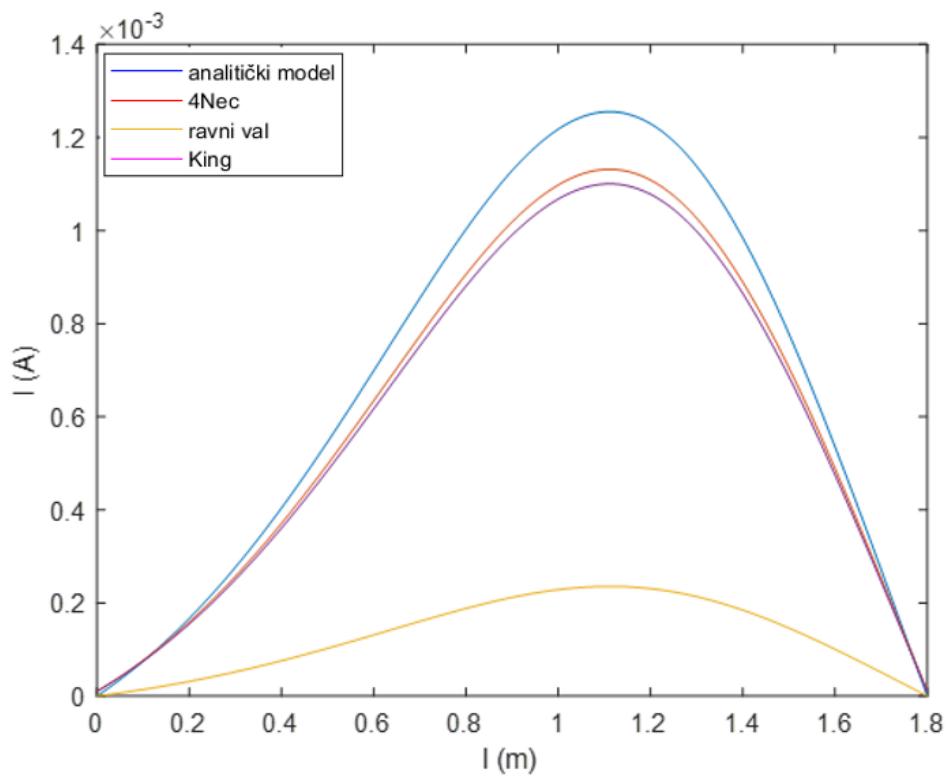
Najveća vrijednost struje javlja se blizu sredine žice, dok krajevi imaju minimalnu struju zbog otvorenih krajeva. Razlike među modelima najizraženije su na vršnim vrijednostima struje, gdje je utjecaj gubitaka najvidljiviji. Analitički model i FEKO simulacija su najpogodniji za analizu u ovakvim situacijama jer nude najprecizniju procjenu raspodjele struje.



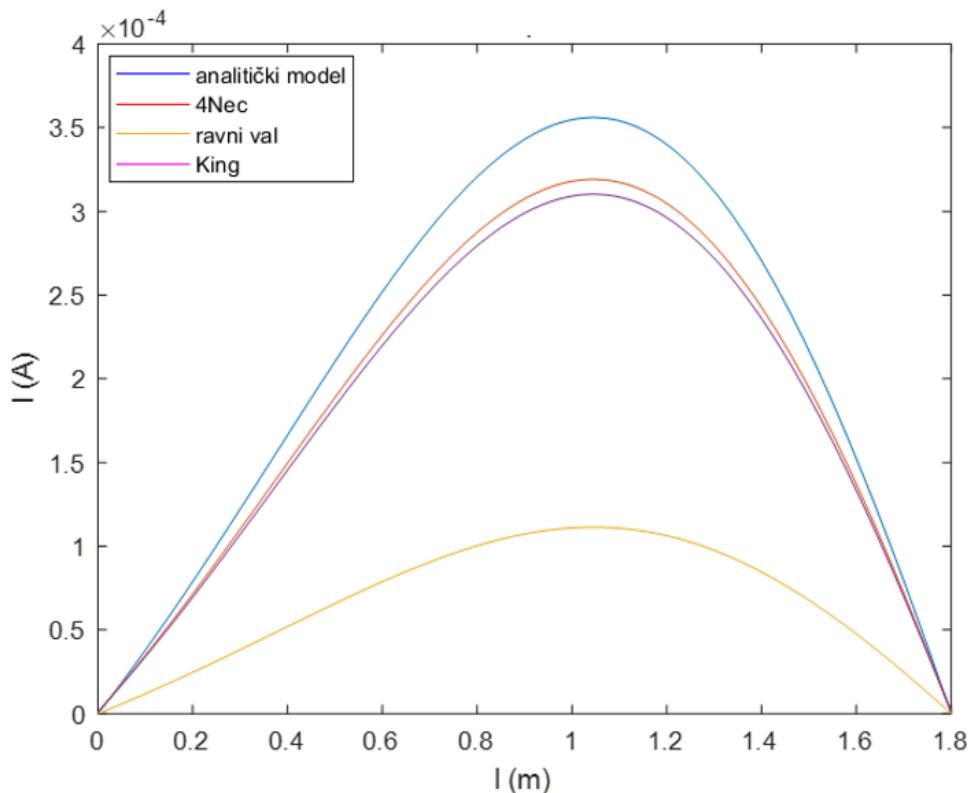
Slika 5.17 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p1} = 30 \text{ cm}$.



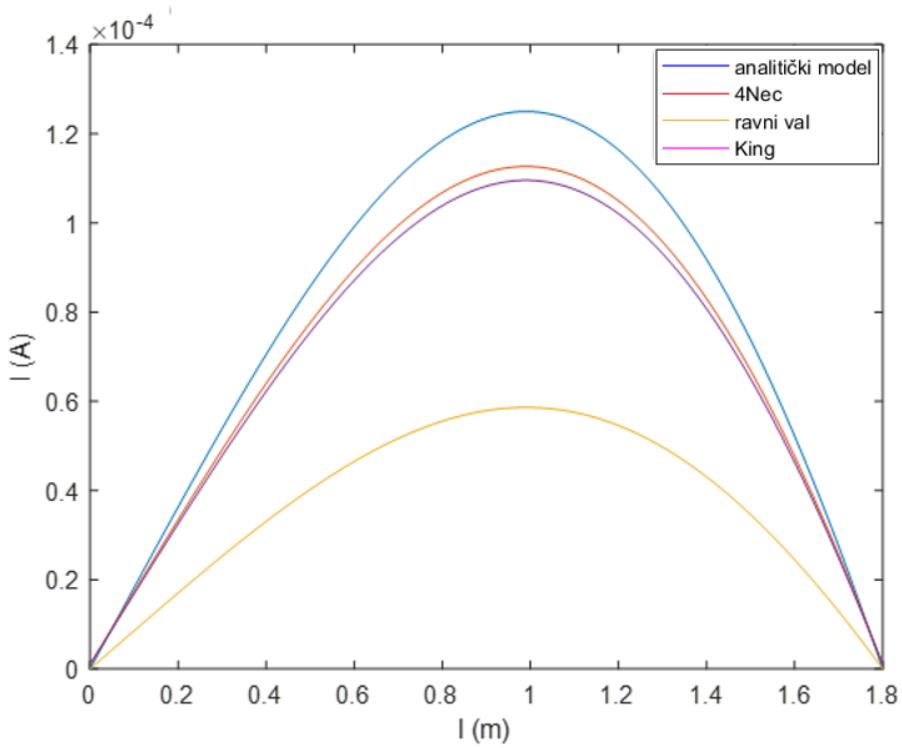
Slika 5.18 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p2} = 60 \text{ cm}$.



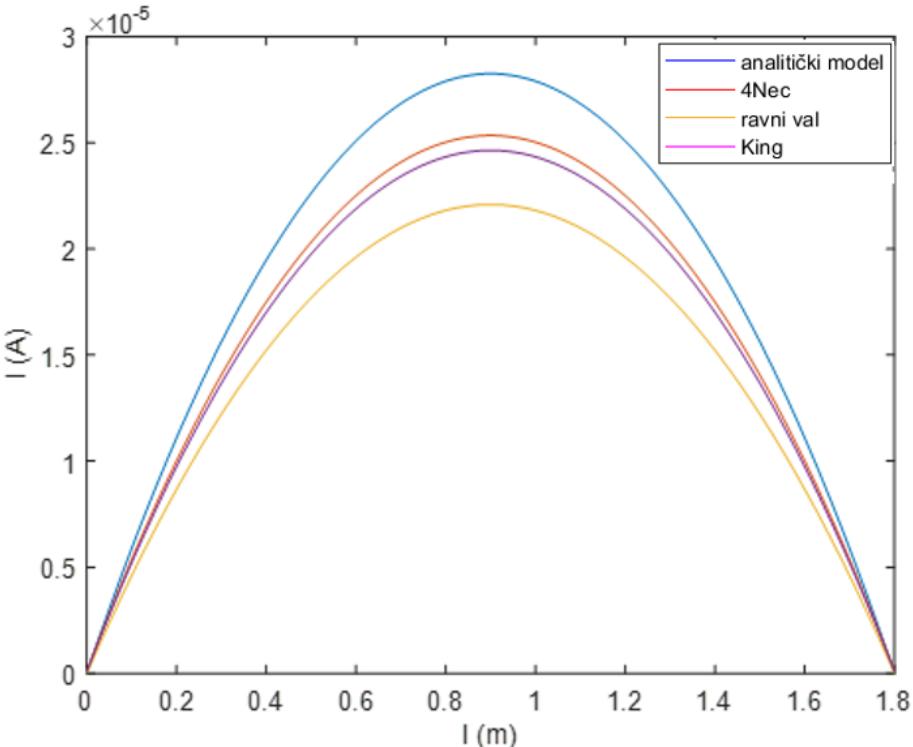
Slika 5.19 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p3} = 100 \text{ cm}$.



Slika 5.20 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p4} = 150 \text{ cm}$.



Slika 5.21 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p5} = 220 \text{ cm}$.



Slika 5.22 Raspodjela struje uzduž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $d_{p6} = 400 \text{ cm}$.

Postoji vrlo dobro slaganje između analitičkih i numeričkih rezultata izračunatih pomoću

4Nec2. Maksimumi struje I_{max} dobiveni su na 1,2 m zbog položaja središta antene odašiljača.

Tablica 5.19 Vršne vrijednosti struje I_{max} duž žice u slobodnom prostoru na $f = 13,56 \text{ MHz}$.

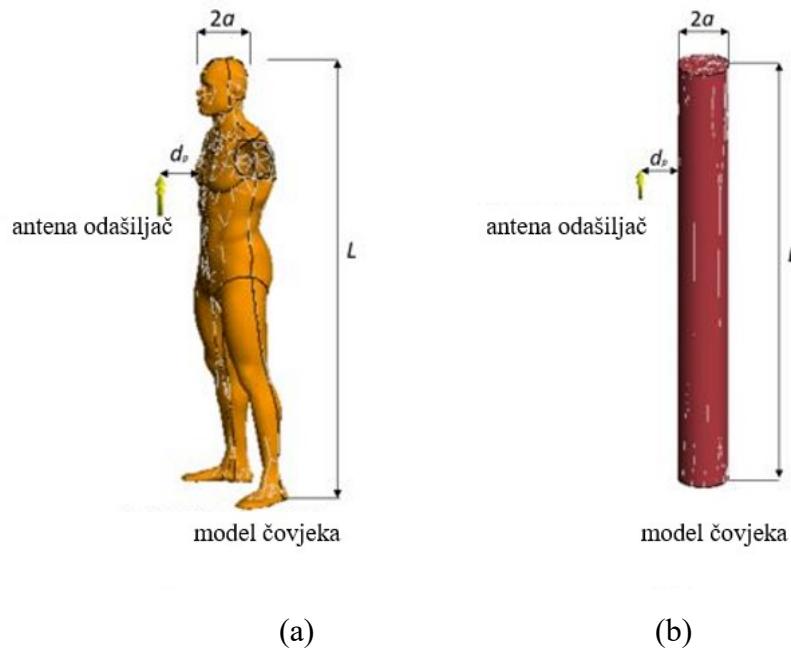
$f = 13,56 \text{ MHz}$	$I_{max} (\text{mA})$					
model	d_{p1}	d_{p2}	d_{p3}	d_{p4}	d_{p5}	d_{p6}
analitički	12,31	3,63	1,25	0,35	0,12	0,03
4Nec2	11,39	3,04	1,06	0,30	0,10	0,03
King	11,05	2,96	1,03	0,29	0,09	0,02
ravni val	1,07	0,44	0,24	0,11	0,05	0,02

Tablica 5.20 RMSE analitičkih, ravni val i King rezultata u usporedbi s 4Nec2 modelom na $f = 13,56 \text{ MHz}$.

$RMSE (\%)$			
model	analitički	ravni val	King
d_{p1}	4,88	50,01	2,23
d_{p2}	1,85	18,51	1,85
d_{p3}	0,78	7,85	0,78
d_{p4}	0,18	1,85	0,18
d_{p5}	0,04	0,42	0,04
d_{p6}	0,08	0,13	0,05

5.4.4. Slučaj utjecaja električnog dipola utjecaja na vertikalni cilindar iznad realne zemlje

U ovom slučaju, u scenariju izloženosti koristi se idealan kratki električni dipol koji zrači TM_{10} , zajedno s izvorom napona koji se primjenjuje na priključak 1 na ISM frekvenciji $f = 13,56 \text{ MHz}$ koja se uspoređuje s frekvencijom rezonantnog cilindra $f = 86,33 \text{ MHz}$ iznad PEC zemlje (Slika 5.23). Karakteristike ljudskog tijela na promatranim ISM frekvencijama dane su u prethodnom poglavljju, dok je na rezonantnoj frekvenciji 86,33 MHz $\sigma = 0,701 \text{ S/m}$, a $\epsilon_r = 67,7$, što znači kako se cilindar ponaša više kao vodič s gubitcima nego kao dielektrik. Rezonantna frekvencija se procjenjuje kao frekvencija kod koje je polovica valne duljine jednaka visini osobe (kada nije u električnom kontaktu s tлом i zanemaruje kapacitivnu spregu između tla i tijela). Korisno je izdvojiti činjenicu da se očekuje veća količina apsorbirane energije na rezonantnim frekvencijama. Prema WPT standardu [133], usklađena ulazna snaga odašiljačke antene odabrana je na $P_G = 5 \text{ W}$ (ukupna ulazna snaga, ne pretpostavlja se neprilagođenje). Osim toga, pretpostavlja se da je antena bez gubitaka tako da je emitirana snaga jednaka snazi privedenoj od generatora. Ljudsko tijelo je modelirano kao tanki cilindar (galvanski izoliran od Zemlje) visine 1,8 m i promjera 0,18 m. Polumjer žice je 8 mm, dok je duljina ruba trokuta u prikazu modela ljudskog tijela 35 mm. Broj trokuta u slučaju cilindričnog ekvivalentnog modela je 2350.



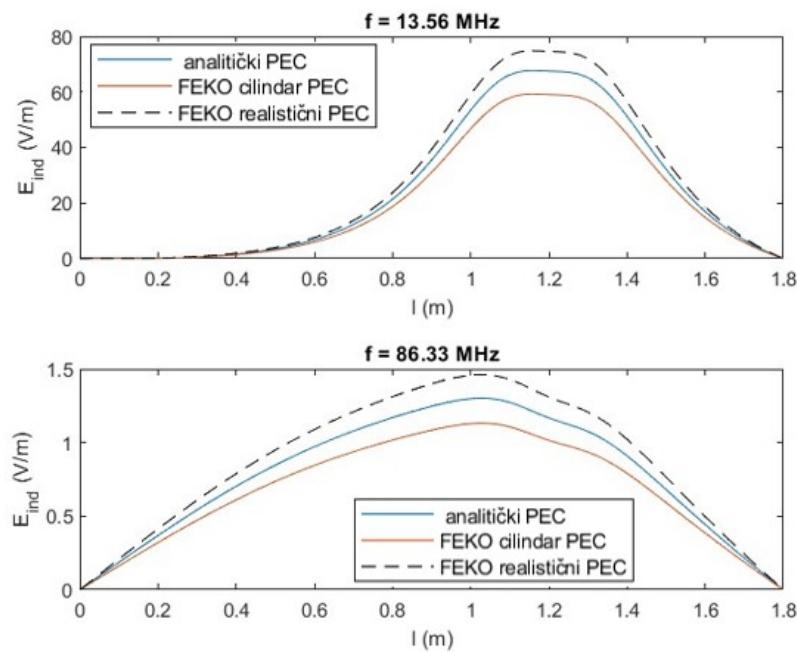
(a)

(b)

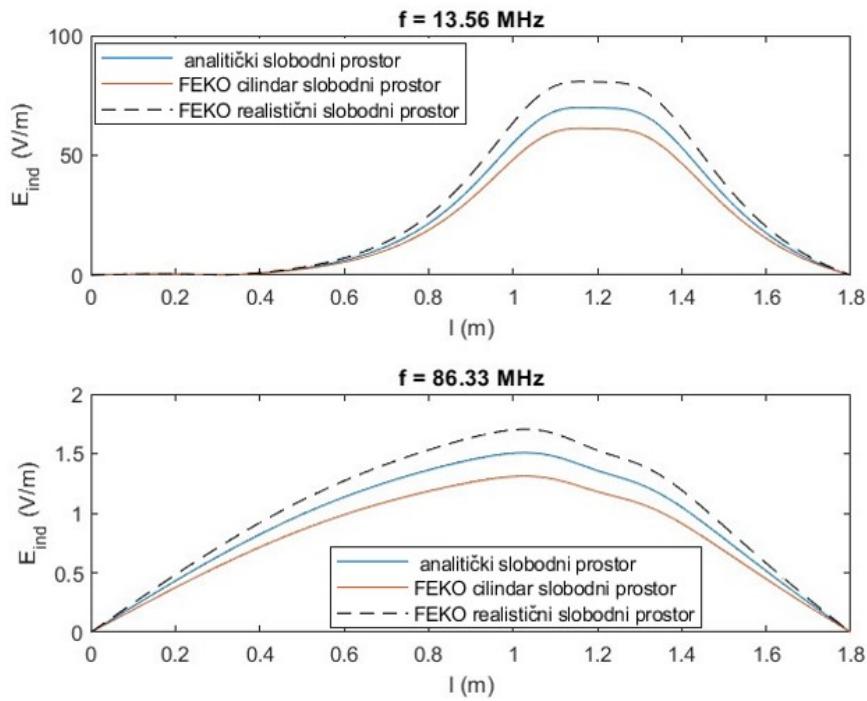
Slika 5.23 (a) Pojednostavljeni cilindrični model ljudskog tijela, (b) realistični model ljudskog tijela iznad realne zemlje.

Kao što je prikazano na Slika 5.23, idealni kratki električni dipol koji zrači TM_{10} mod nalazi se ispred cilindra na visini od 1,2 m iznad tla, što je slično najgorem slučaju izloženosti [131]. Udaljenost od središta modela cilindra ljudskog tijela i središta dipola predstavljena je vrijednostima $d_{p1} = 35 \text{ cm}$ i $d_{p2} = 65 \text{ cm}$. Rezultati su dani na slikama Slika 5.24–Slika 5.31 i tablicama Tablica 5.21–

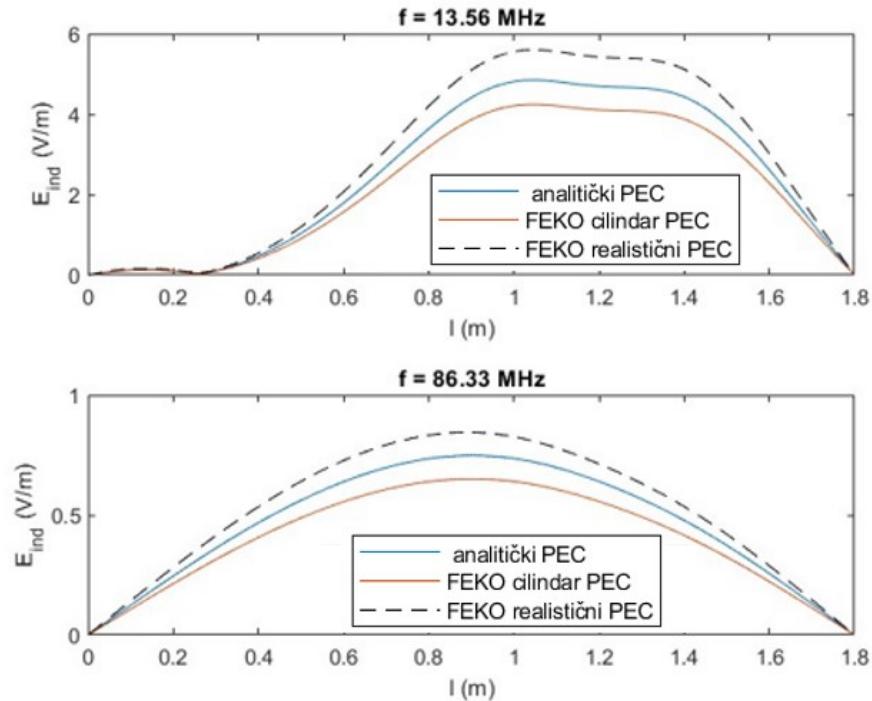
Tablica 5.22.



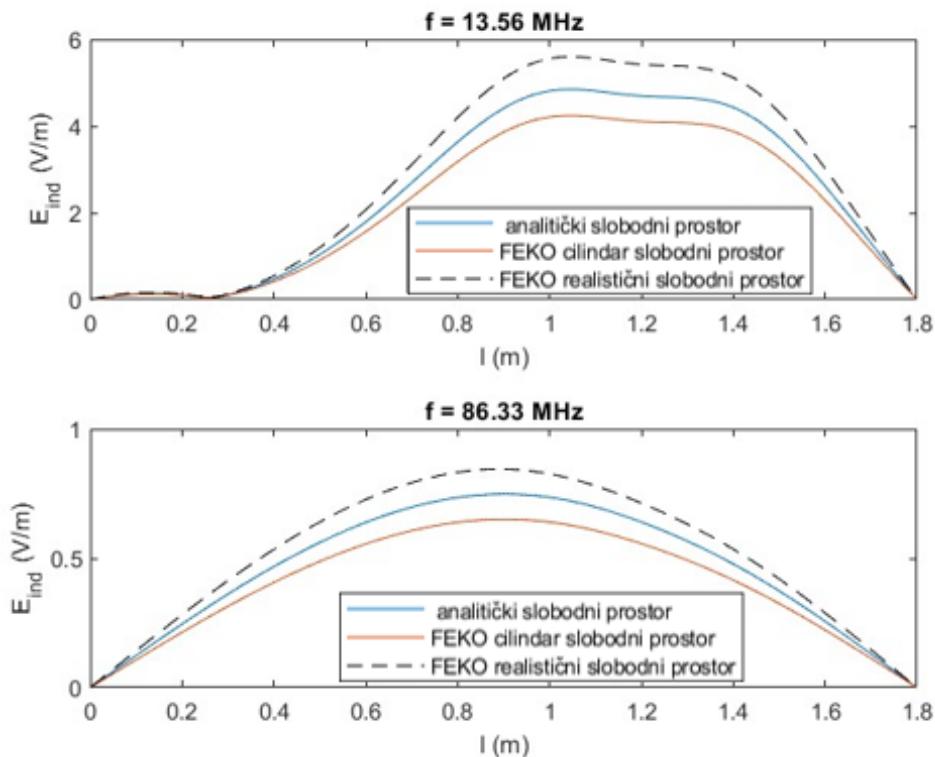
Slika 5.24 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



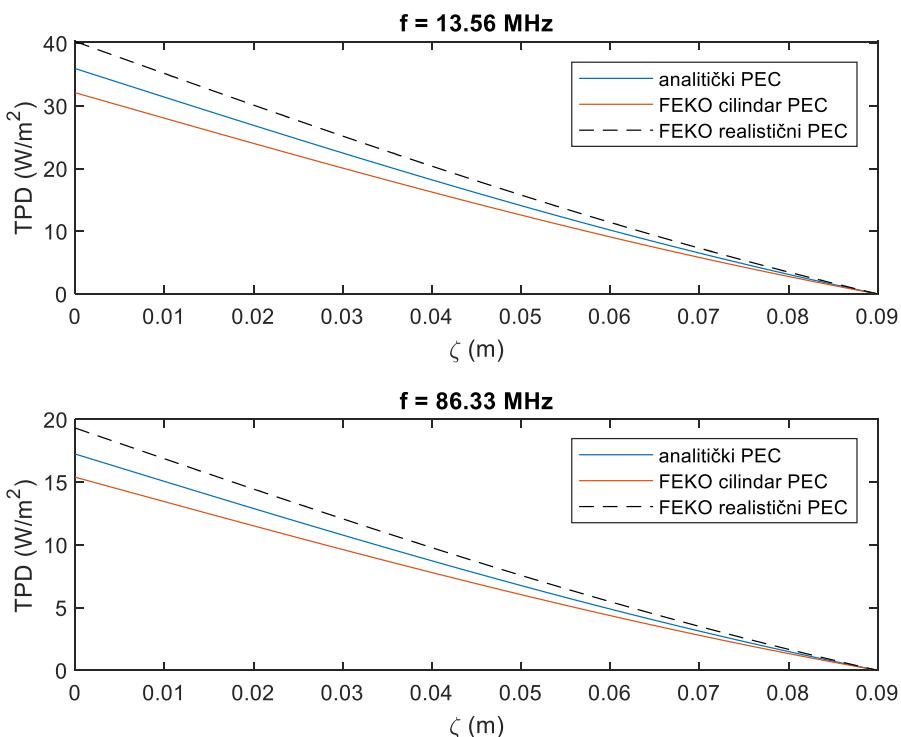
Slika 5.25 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



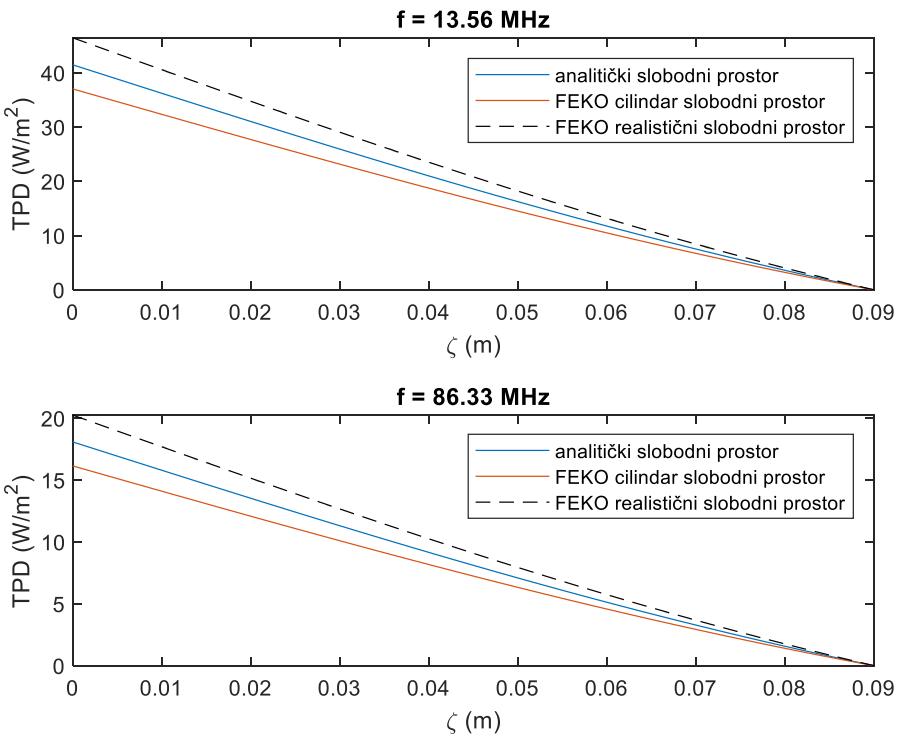
Slika 5.26 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



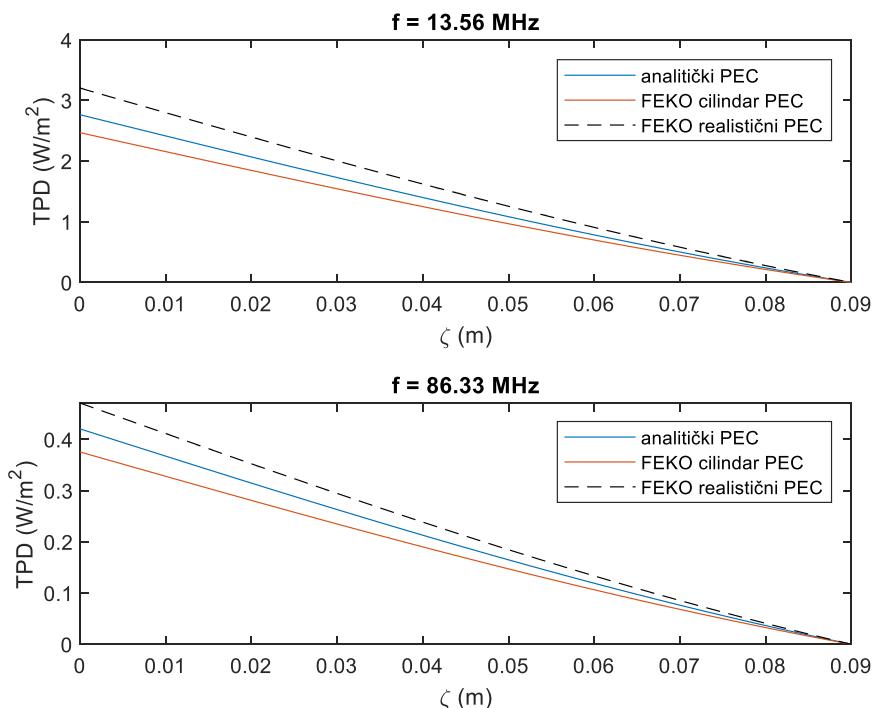
Slika 5.27 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



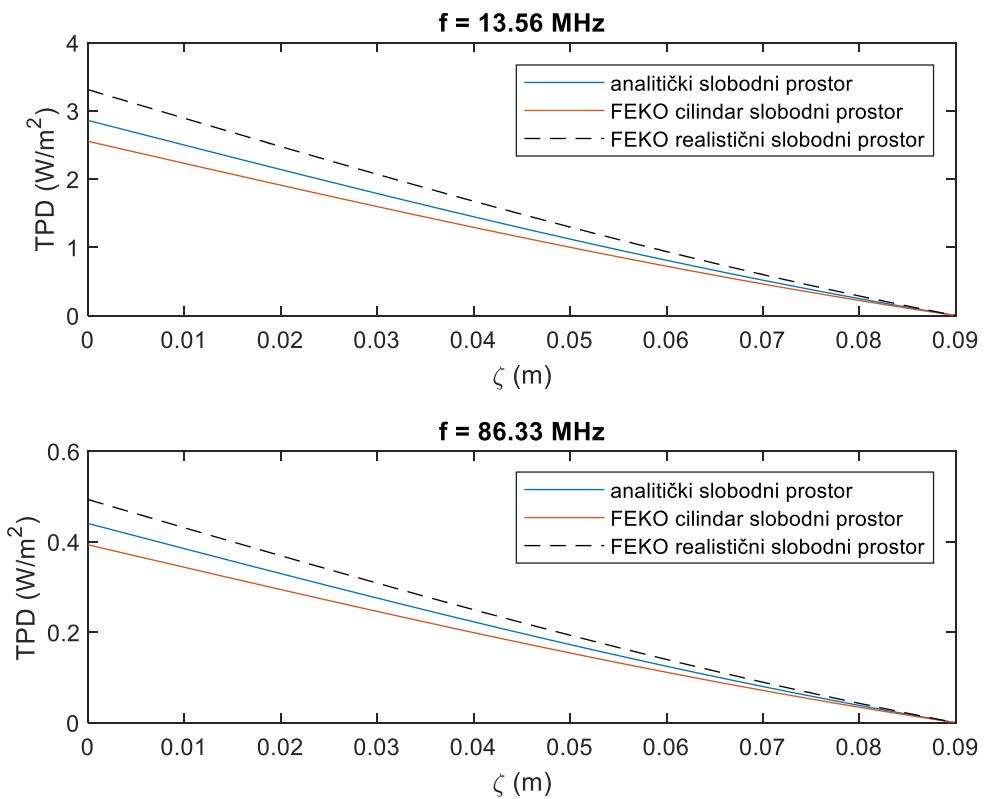
Slika 5.28 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 30 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



Slika 5.29 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{pl} = 30 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



Slika 5.30 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju PEC zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



Slika 5.31 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 60 \text{ cm}$ u slučaju slobodnog prostora na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.

Tablica 5.21 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [2].

SAR _{10g} (mW/kg)				ICNIRP preporuke – SAR _{10g} (mW/kg)		
$f = 13,56 \text{ MHz}$	PEC zemlja		Slobodni prostor		<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}		
analitički model	1744,2	261,8	1831,4	274,9	2000	10000
FEKO cilindar	1534,8	234,2	1611,6	245,9		
FEKO realistični	1933,8	295,4	2030,5	310,2		
$f = 86,33 \text{ MHz}$	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}		
analitički model	269,9	111,1	283,3	116,6		
FEKO cilindar	245,3	99,9	257,5	104,8		
FEKO realistični	301,2	254,7	316,2	267,4		

Tablica 5.22 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [2].

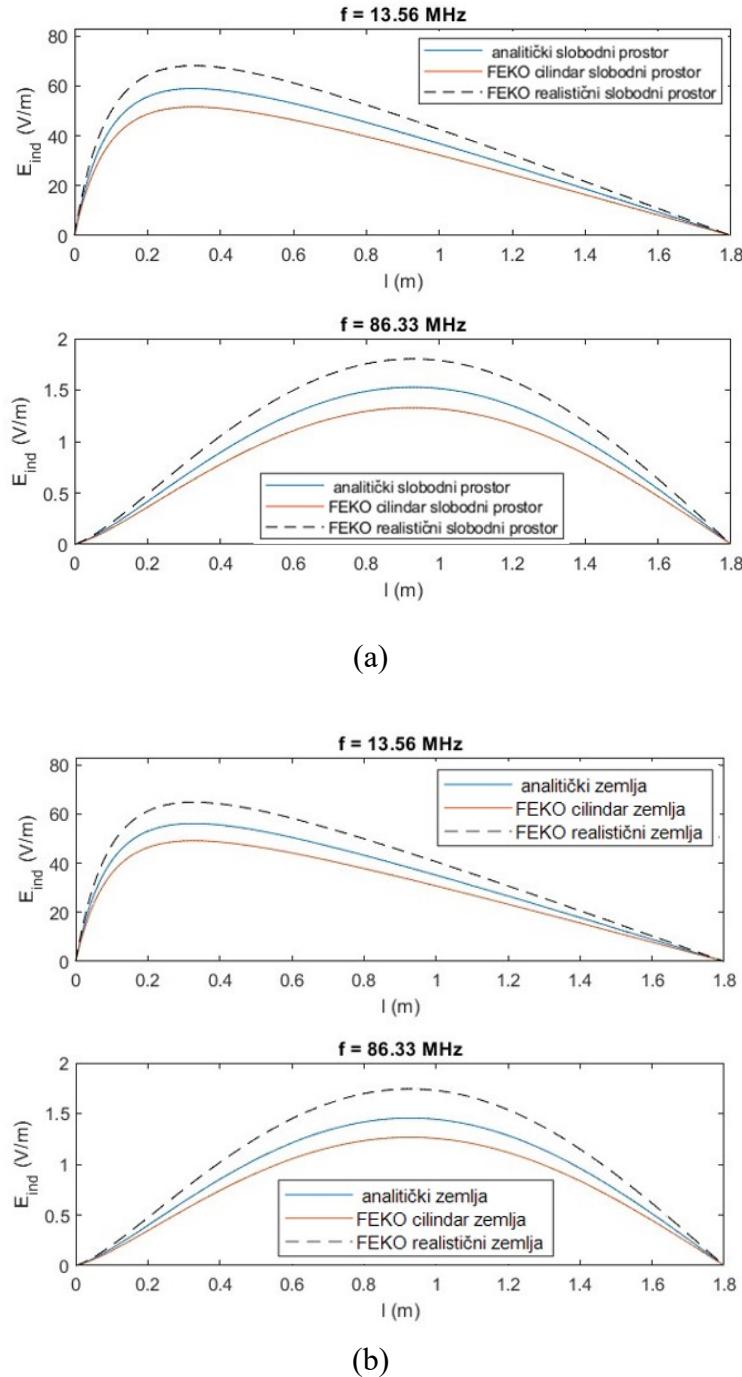
SAR _{WB} (mW/kg)				ICNIRP preporuke - SAR_{WB} (mW/kg)				
$f = 13,56 \text{ MHz}$	PEC zemlja		Slobodni prostor		<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>		
	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}				
analitički model	17,1	2,5	17,9	2,6	80	400		
FEKO cilindar	15,1	2,2	15,5	2,3				
FEKO realistični	18,9	2,8	19,8	2,9				
<hr/>								
$f = 86,33 \text{ MHz}$	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}				
analitički model	2,6	1,0	2,7	1,1				
FEKO cilindar	2,3	0,9	2,4	1,1				
FEKO realisticni	2,9	2,4	3,1	2,5				
<hr/>								

Analizirajući rezultate prikazane na slikama gore, može se zaključiti da su analitički rezultati usporedivi s numeričkim, u svim scenarijima. Odstupanja su veća na mjestima maksimuma, a predloženi aproksimativni model daje donekle konzervativne procjene. Promatraljući rezultate slobodnog prostora, rezultati iznad PEC tla su nešto manje amplitude, ali još uvijek usporedivi. Oba scenarija, u slobodnom prostoru i iznad PEC tla pokazuju da su na malim udaljenostima od odašiljača (d_{p1}) premašene ICNIRP preporuke za SAR. Također, može se primijetiti kada je tijelo izvan rezonancije učinak je koncentriran prema položaju središta antene (na visini od 1,2 m), dok kada je tijelo u rezonanciji (na $f = 86,33 \text{ MHz}$) učinak je raspoređen s najviše na pola duljine modela ljudskog tijela neovisno o položaju odašiljača. Inducirano električno polje E_{in} , SAR (i 10g i WB) i TPD izračunati svim razmatranim metodama unutar su navedenih zaštitnih granica izloženosti. TPD pokazuje vršne vrijednosti na udaljenosti najbližoj anteni odašiljača, kao što se i očekivalo.

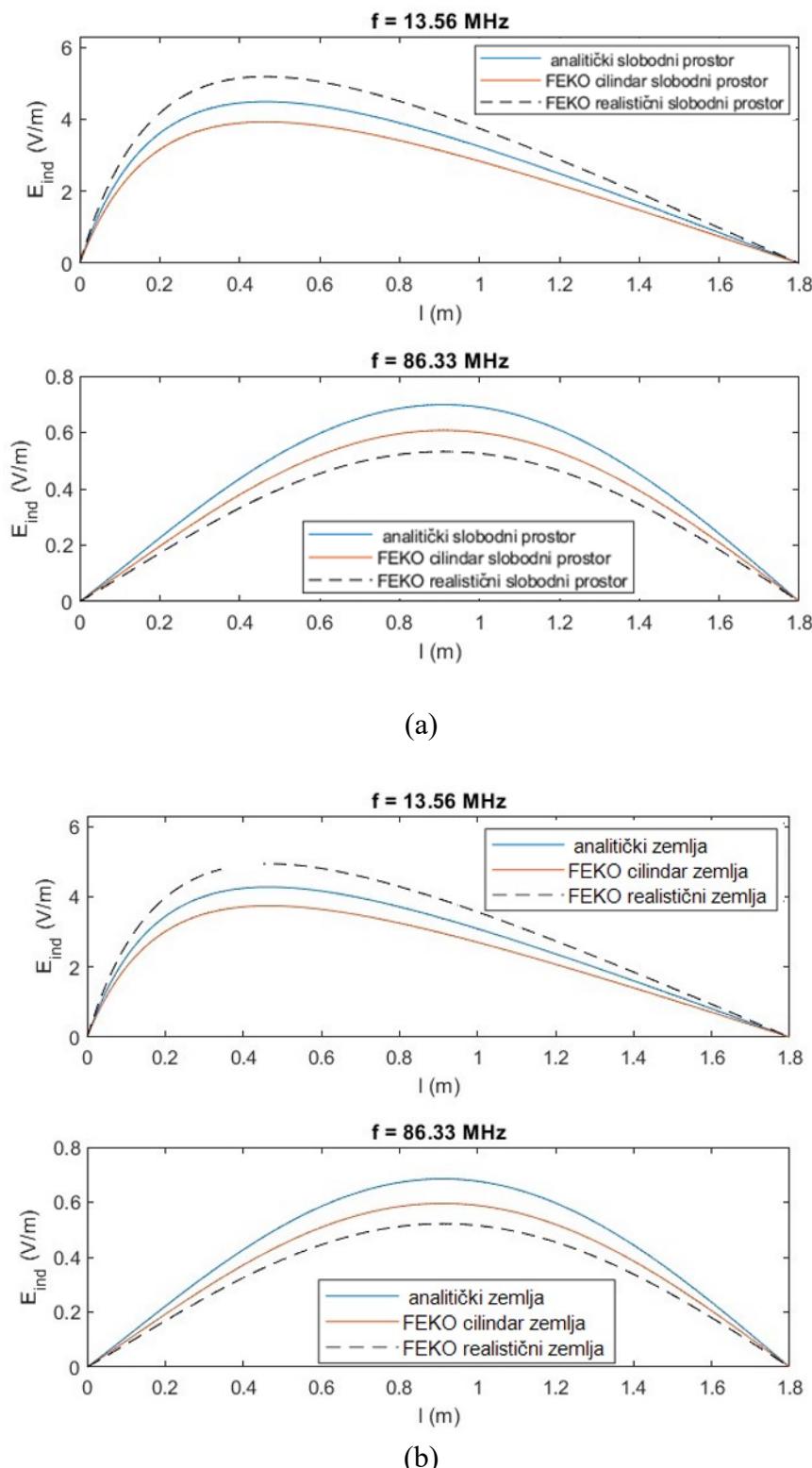
5.4.5. Slučaj utjecaja električnog dipola na horizontalni cilindar iznad realne zemlje

U ovom slučaju (Slika 5.1 b), u scenariju izloženosti koristi se idealan kratki električni dipol koji zrači TM_{10} , zajedno s izvorom napona koji se primjenjuje na priključak 1 na ISM frekvencijama $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $86,33 \text{ MHz}$ u slobodnom prostoru i iznad realne zemlje, slično kao u [138][139]. U odnosu na scenarij u poglavljiju ranije cilindar je smješten horizontalno u odnosu na podlogu. Prema WPT standardu [133], uskladjena ulazna snaga odašiljačke antene odabrana je na $P_G = 5 \text{ W}$ (ukupna ulazna snaga, ne prepostavlja se neprilagođenje). Osim toga, prepostavlja se da je antena bez gubitaka tako da je emitirana snaga jednaka snazi generatora. Ljudsko tijelo je modelirano kao tanki cilindar (galvanski izoliran od Zemlje) visine 1,8 m i promjera 0,18 m. Polumjer žice je 8 mm, dok je duljina ruba trokuta u prikazu modela ljudskog tijela 35 mm. Broj trokuta u slučaju cilindričnog ekvivalentnog modela je 2350. Kao što je prikazano na slici Slika 5.2, idealni kratki električni dipol koji zrači TM_{10} mod nalazi se ispred cilindra na visini od 1,2 m iznad tla, što je sličan najgorem slučaju [134]. Udaljenost od početka

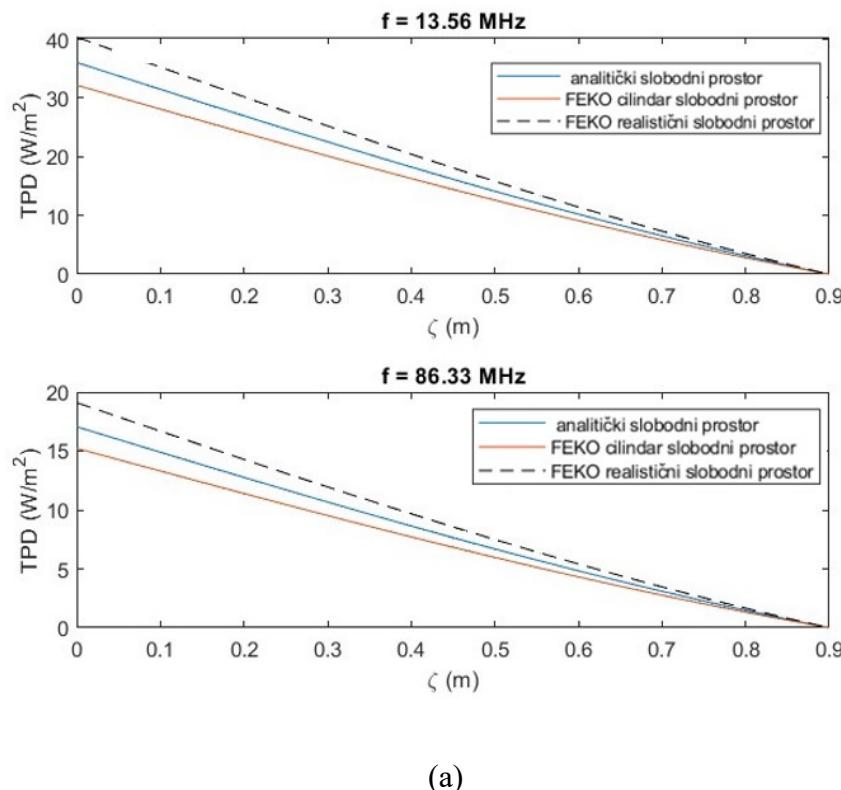
modela cilindra ljudskog tijela i središta dipola predstavljena je vrijednošću $d_{p1} = 35$ cm i $d_{p2} = 65$ cm. Rezultati su dani na slikama Slika 5.32–Slika 5.35 i tablicama Tablica 5.23–Tablica 5.24.



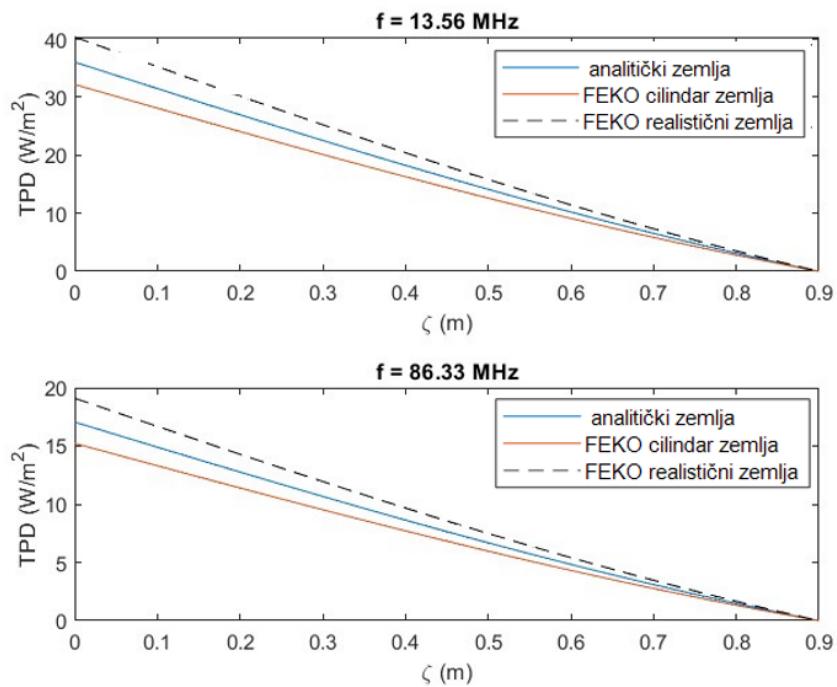
Slika 5.32 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p1} = 35$ cm u slučaju
(a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56$ MHz i $f = 86,33$ MHz.



Slika 5.33 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 65 \text{ cm}$ u slučaju
(a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.

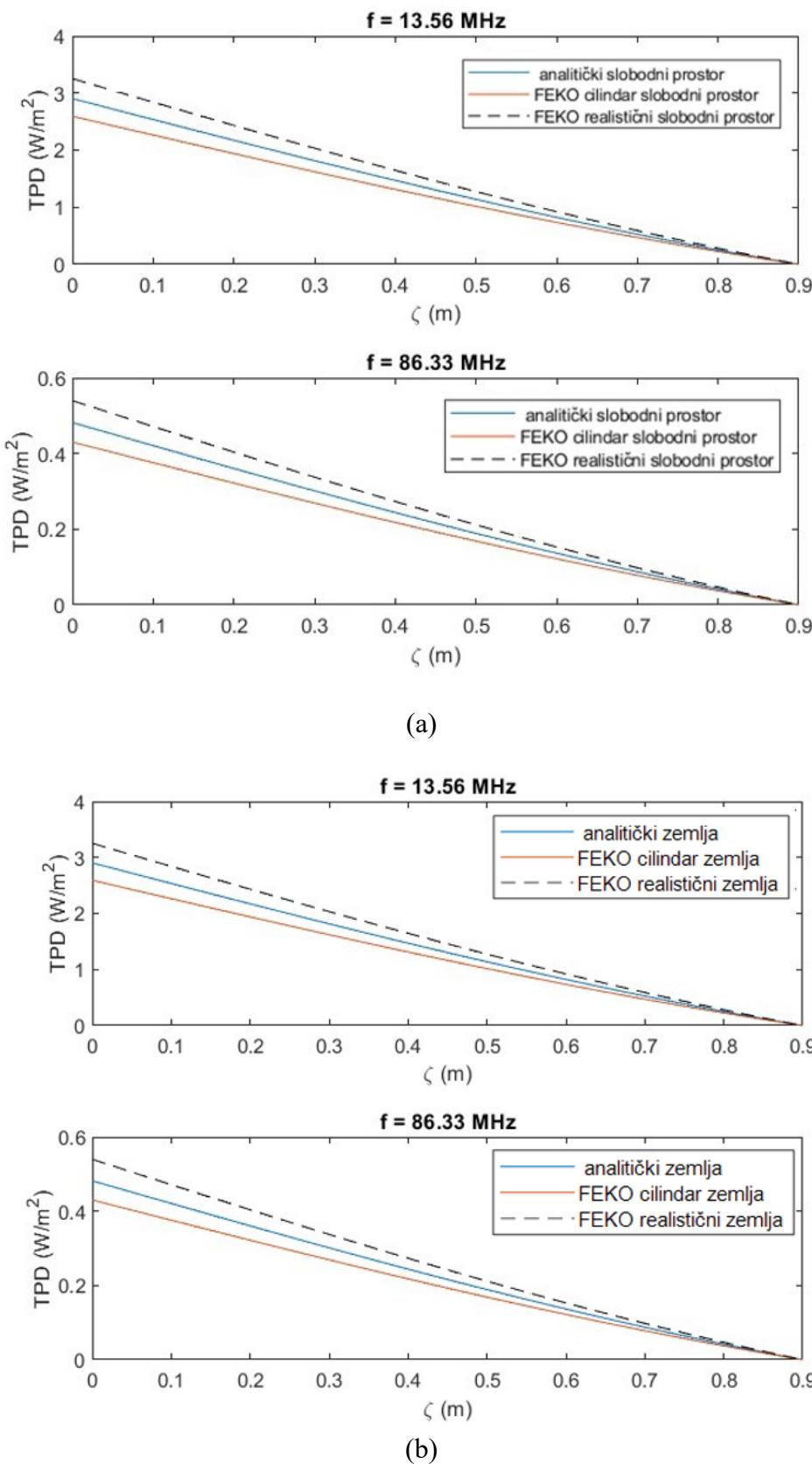


(a)



(b)

Slika 5.34 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{pl} = 35 \text{ cm}$ u slučaju (a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



Slika 5.35 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{p2} = 65 \text{ cm}$ u slučaju (a) slobodnog prostora, (b) realne zemlje na $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.

Tablica 5.23 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [12].

SAR_{10g} (mW/kg)					<i>ICNIRP preporuke – SAR_{10g}</i> (mW/kg)	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
$f = 13,56$ MHz							
	zemlja		slobodni prostor				
	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}			
analitički model	1426,9	259,3	1813,2	272,2			
FEKO cilindar	1519,6	231,9	1595,6	243,5			
FEKO realistični	1914,6	292,5	2010,4	307,1			
					2000	10000	
$f = 86,33$ MHz							
	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}			
analitički model	267,3	110,2	280,6	115,5			
FEKO cilindar	242,9	98,9	255,7	103,9			
FEKO realistični	298,3	252,2	313,1	264,8			

Tablica 5.24 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} duž modela ljudskog tijela iznad realne zemlje i ICNIRP preporuka [12].

SAR_{WB} (mW/kg)					<i>ICNIRP preporuke - SAR_{WB}</i> (mW/kg)	<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
$f = 13,56$ MHz							
	zemlja		slobodni prostor				
	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}			
analitički model	170,2	2,5	17,8	2,6			
FEKO cilindar	150,3	2,2	15,7	2,6			
FEKO realistični	187,4	2,9	19,6	2,9			
					80	400	
$f = 86,33$ MHz							
	d_{p1}	d_{p2}	d_{p1}	d_{p2}			
analitički model	2,6	1,1	2,7	1,1			
FEKO cilindar	2,4	1,3	2,5	1,1			
FEKO realistični	2,9	2,4	3,7	2,6			

Analizirajući rezultate prikazane na slikama, može se zaključiti da su analitički rezultati usporedivi s numeričkim u svim scenarijima. Iako postoji određeno odstupanje, osobito na

mjestima maksimuma, analitički i numerički modeli u suštini pokazuju slične trendove i obrasce. Ova odstupanja su veća na točkama maksimuma, što je uobičajeno u složenim elektromagnetskim analizama gdje ekstremne vrijednosti mogu naglašavati razlike u pristupima.

Predloženi aproksimativni model daje donekle konzervativne procjene, što znači da predviđa nešto više vrijednosti nego što se stvarno javljaju u nekim situacijama. Ovakav pristup može biti koristan u inženjerskoj praksi jer pruža sigurnosnu marginu koja osigurava da stvari sistemi ostanu unutar sigurnih operativnih granica.

Promatraljući rezultate iznad realnog tla, rezultati iznad PEC tla pokazuju nešto manju amplitudu, ali su i dalje usporedivi s rezultatima u slobodnom prostoru. U odnosu na slobodni prostor, rezultati su manji u amplitudi. Ovo smanjenje amplitude može se objasniti refleksijama i interferencijama koje se javljaju kada je prisutna savršeno reflektirajuća površina, poput savršeno električki vodljivog (PEC) tla. Oba scenarija pokazuju da na malim udaljenostima od odašiljača (d_{pl}) dolazi do premašivanja ICNIRP preporuka za specifičnu apsorpciju stopu (SAR). Ove preporuke su ključne za osiguranje da razine izloženosti elektromagnetskim poljima ostanu unutar sigurnih granica za ljudsko zdravlje. I TPD i SAR pokazuju maksimume na udaljenostima najbližim anteni odašiljača, što je u skladu s očekivanjima. Ova pojava je rezultat intenziteta elektromagnetskog polja koje opada s udaljenosti od izvora, ali je najjače neposredno uz antenu. Stoga, područja najbliža anteni trebaju posebnu pažnju u dizajnu i postavljanju antena kako bi se osigurala usklađenost s sigurnosnim standardima.

Promatraljući rezultate u 5.4.4 i 5.4.5 zaključuje se kako uvođenje tla u priču nema toliko značajnih posljedica (u principu možemo na kompatibilnost i izloženost gledati u slobodnom prostoru). Međutim, frekvencija itekako ima utjecaja (je li blizu rezonantne ili ne). U prethodnim analizama, iako u najgorem slučaju zračenja samostalnog odašiljača, pokazano je da utjecaj tla na dozimetrijske parametre ostaje minimalan zbog toga što u konfiguracijama s ovakvim sustavima zemlja ne uzrokuje velike promjene u iznosima incidentnog polja. Za prilagođene antene (maksimalno zračenje) nema nikakvih razlika, ali svejedno je analizirano jer je to realni scenarij. Također, time je uvođenje aproksimacija dodatno opravdano.

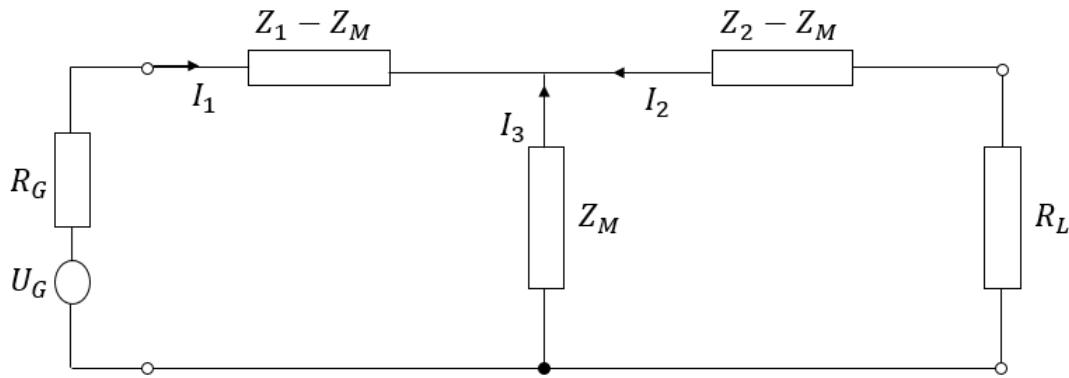
5.5. Proračun zračenog polja WPT sustava u slobodnom prostoru WPT sustav u slobodnom prostoru

Slika 5.3 prikazuje nadomjesnu shemu WPT sustava dviju antena smještena u slobodnom prostoru s ciljem proračuna zračenog električnog polja. Niže je prikazan način proračuna za dva električna dipola (polje za proračun pojedinačnog dipola prikazano je u prethodnim poglavljima), sličan postupak se primjenjuje kod proračuna polja magnetskih dipola.

Impedancije antena i međuimpedancija su definirane kao:

$$Z_M = R_M + jX_M \quad (5.40)$$

$$Z_{1,2} = R_{1,2} + jX_{1,2} \quad (5.41)$$



Slika 5.36 Nadomjesna shema WPT sustava dviju antena u slobodnom prostoru.

Pri čemu se, u slučaju električki malih antena, analitički proračun sustava temelji na SMT-AM modelu [7], [8].

$$R_{1,2} = R_{1,2}(\text{rad}) + R_{1,2}(\text{heat}) \quad (5.42)$$

Primjenom Kirchhoffovih zakona za struje dobiju se izrazi za struje koji su potrebni pri proračunu zračenih snaga odašiljača i prijemnika. Zračene snage odašiljača i prijemnika:

$$P_1^{\text{rad}} = \frac{1}{2} |I_1|^2 R_1^{\text{rad}} \quad (5.43)$$

$$P_1^{\text{rad}} = \frac{1}{2} \left| I_2 \left(1 + \frac{(Z_2 + Z_M) + R_L}{Z_M} \right) \right|^2 R_1^{\text{rad}} \quad (5.44)$$

$$P_2^{\text{rad}} = \frac{1}{2} |I_2|^2 R_2^{\text{rad}} \quad (5.45)$$

$$P_2^{\text{rad}} = \frac{1}{2} \left| \frac{U_G}{(R_G + Z_1 - Z_M) \cdot \frac{(Z_2 - Z_M) + R_L}{Z_M} + (Z_2 - Z_M) + R_L} \right|^2 R_2^{\text{rad}} \quad (5.46)$$

$$E_{1l}(l) = \vec{E}_1 \cdot \vec{e}_l \quad (5.47)$$

Uzimajući u obzira da su polja E_1 i E_2 generirana od odašiljačke i prijamne antene proporcionalna korijenu njihove zračene snage, u skladu s (5.2) polje tangencijalno cilindru može se dobiti kao:

$$E_{2l}(l) = \vec{E}_2 \cdot \vec{e}_l \quad (5.48)$$

Ukupno polje duž cilindra je jednako zbroju polja odašiljača i prijemnika (primjer magnetskih dipola koji su jednako orijentirani) u nekoj točki promatranja:

$$E_l(l) = E_{1l}(l) + E_{2l}(l) \quad (5.49)$$

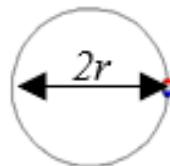
5.5.1 Slučaj utjecaja WPT sustava na vertikalni cilindar u slobodnom prostoru

U ovom slučaju (Slika 5.38), u scenariju izloženosti koristi se ravna direktno napajana kružna bakrena antena kao odašiljač (magnetski dipol koji zrači TE₁₀ mod) smješten u slobodnom

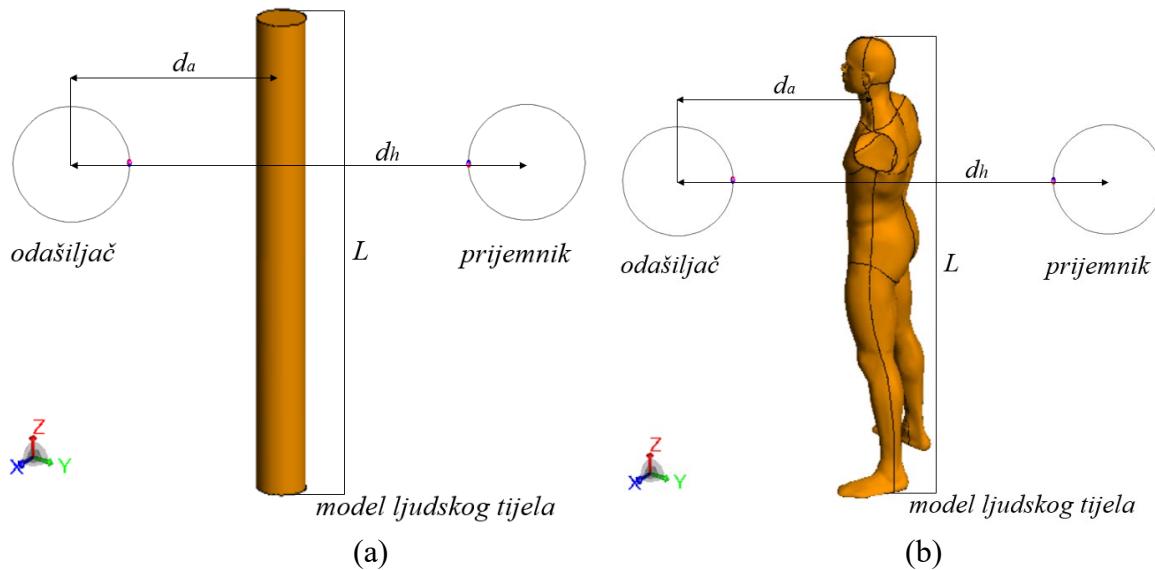
prostoru zajedno s izvorom napona koji se primjenjuje na priključak 1 na ISM frekvenciji $f = 6,78$ MHz i rezonantnoj frekvenciji cilindra $f = 86,33$ MHz. Isti dipol se koristi na strani prijemnika. Prema WPT standardu [133], usklađena ulazna snaga odašiljačke antene odabrana je na $P_G = 5$ W (ukupna ulazna snaga, ne pretpostavlja se neprilagođenje). Također, odašiljač i prijemnik su prilagođeni putem Linville metode [137]. Ljudsko tijelo je modelirano kao tanki cilindar (galvanski izoliran od Zemlje) visine 1,8 m i promjera 0,18 m. Polumjer žice je 8 mm, dok je broj trokuta u slučaju cilindričnog ekvivalentnog modela je 2452.

Kao što je prikazano na slici Slika 5.38, WPT sustav koji se sastoji od prijemnika i odašiljača nalazi se ispred uspravnog cilindra na visini od 1,2 m, što je slično scenariju najgoreg slučaja [134]. Udaljenosti od središta modela cilindra ljudskog tijela i središta dipola odašiljača predstavljene su vrijednostima $d_a = 30$ cm i $d_h = 60$ cm. Rezultati su dani na slikama Slika 5.39–Slika 5.49 i u tablicama Tablica 5.28–Tablica 5.29. Udaljenost od središta odašiljača i središta prijemnika predstavljena je fiksnom vrijednošću $d_h = 100$ cm. Karakteristike ljudskog mišićnog tkiva na definiranoj frekvenciji, geometrija ravne spiralne antene i karakteristike antene u slobodnom prostoru prikazane su u tablicama

Tablica 5.25–Tablica 5.27. Također, važno je napomenuti kako su vrijednosti incidentnog električnog polja uzete iz FEKO-a.



Slika 5.37 Kružna petlja (2D prikaz).



Slika 5.38 WPT sustav u slobodnom prostoru u slučaju (a) cilindričnog modela, (b) realističnog modela ljudskog tijela.

Tablica 5.25 Karakteristike ljudskog mišićnog tkiva na definiranoj frekvenciji [131].

f (Hz)	ϵ_r	σ (S/m)
6,78 M	233	0,602
86,33 M	67,7	0,701

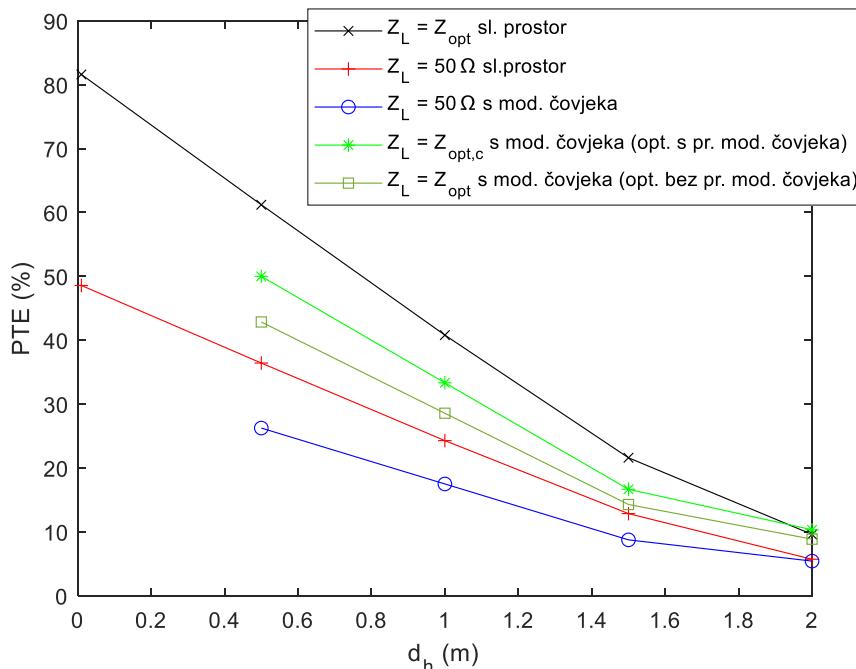
Tablica 5.26 Geometrija kružne petlje.

D_{in} (cm)	r (polumjer žice - cm)
2,5	0,08

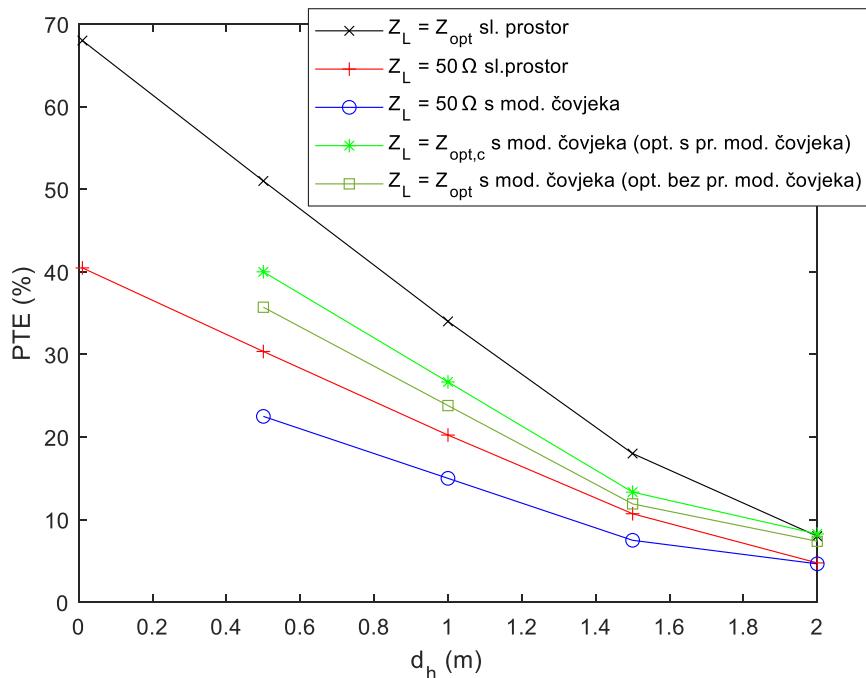
Tablica 5.27 Karakteristike antene u slobodnom prostoru.

f (Hz)	R_{in} (Ω)	η_{rad} (%)
6,78 M	0,752	0,078
86,33 M	0,067	0,053

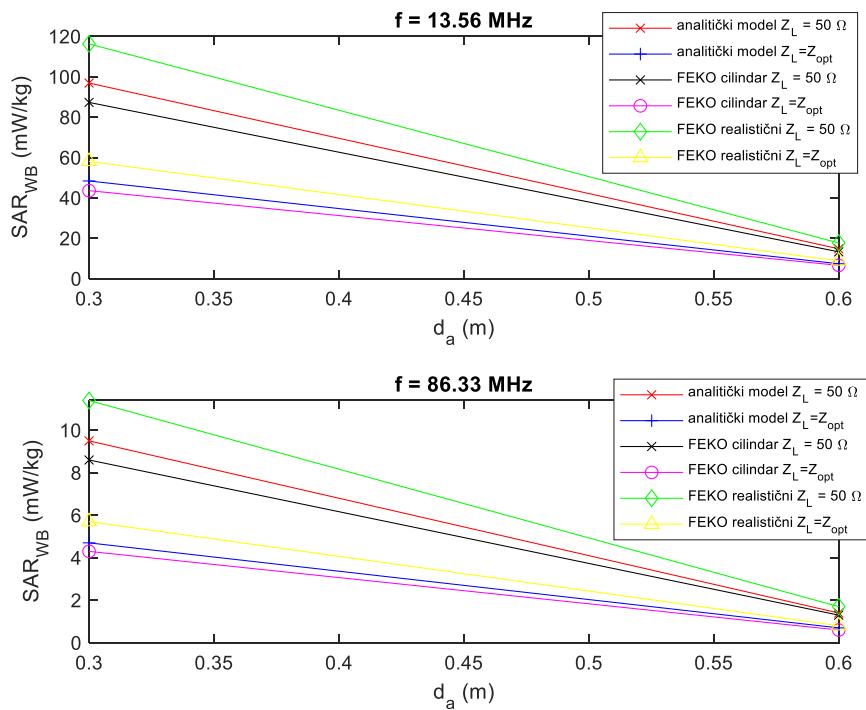
Također pokazuje da se najveći PTE postiže za razmak antene $d_h = 1$ cm. Na primjer, na frekvenciji $f = 6,78$ MHz PTE_{max} je dosegao 82 %. Kada se prijemnik odvoji od odašiljača, pada, a nakon 2 m pada ispod 15 % za sve frekvencije iz simulacije. Također, PTE je maksimiziran bez prisustva čovjeka, kao i uz optimalno opterećenje. Slično se događa i na $f = 86,33$ MHz.



Slika 5.39 PTE WPT sustava dviju zavojnica na $f = 6,78$ MHz i udaljenosti d (udaljenost od centra odašiljačke do centra prijemne antene).



Slika 5.40 PTE WPT sustava dviju zavojnica na $f = 86,33 \text{ MHz}$ i udaljenosti d (udaljenost od centra odašiljačke do centra prijemne antene).



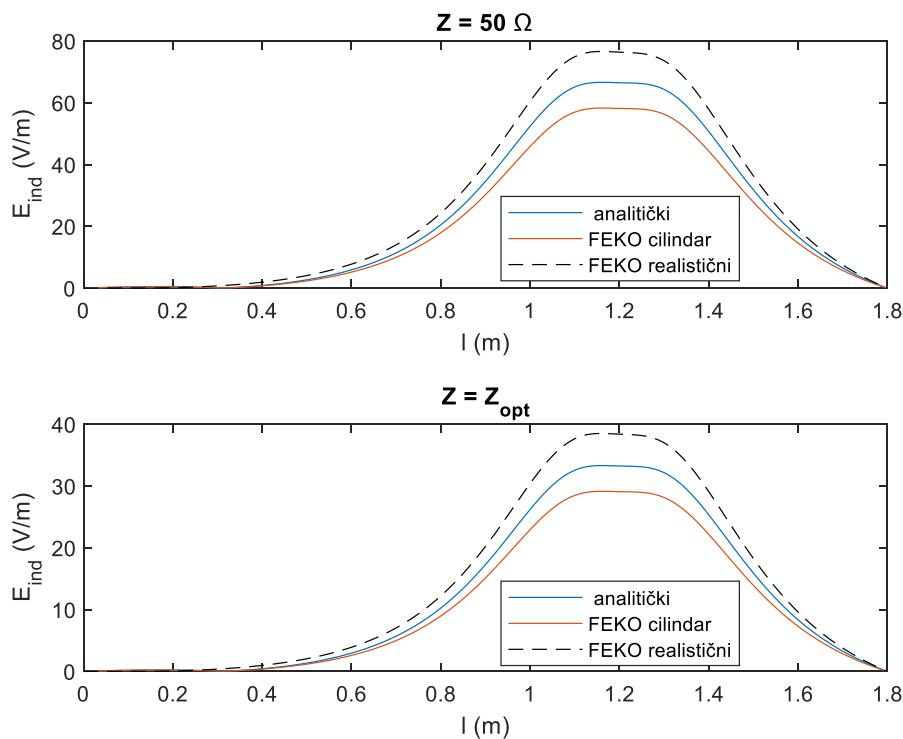
Slika 5.41 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} uzduž modela ljudskog tijela за проматрани положај тјела између T_x и R_x .

Tablica 5.28 Usporedba vršnih vrijednosti SAR_{10g} uzduž modela vertikalno postavljenog ljudskog tijela i ICNIRP preporuka [12] na udaljenostima $d_{a1} = 30 \text{ cm}$ i $d_{a2} = 60 \text{ cm}$.

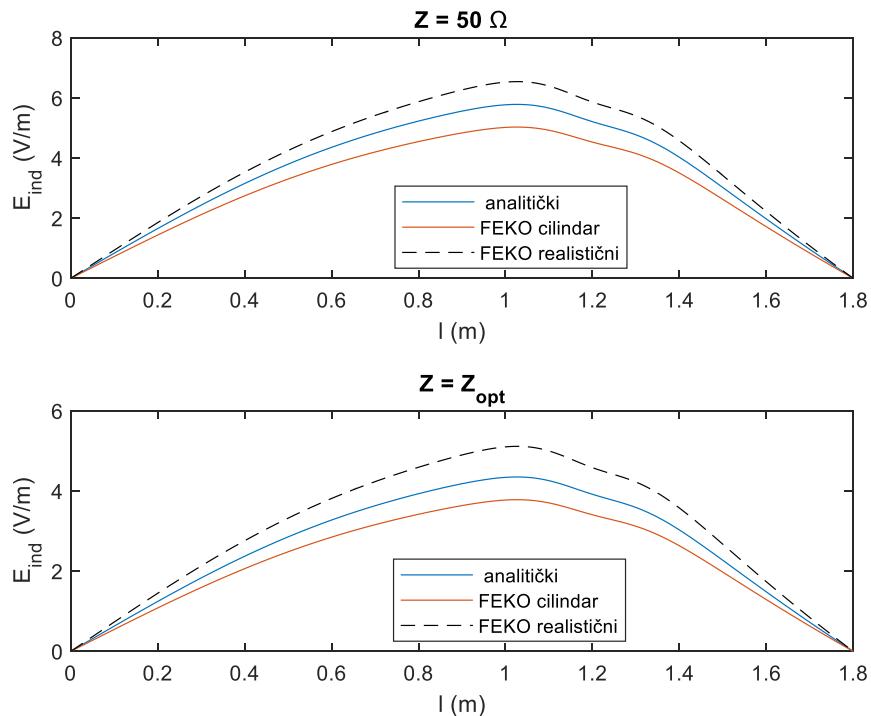
SAR_{10g} (mW/kg)					<i>ICNIRP preporuke – SAR_{10g} (mW/kg)</i>	
<i>f = 13,56 MHz</i>	$Z_L = 50 \Omega$		$Z_L = Z_{opt}$		<i>Opća populacij a</i>	<i>Radnic i</i>
	d_{a1}	d_{a2}	d_{a1}	d_{a2}		
analitički model	1680,8	256,4	840,4	128,2		
FEKO cilindar	1514,3	231,1	757,1	115,5		
FEKO realistični	2016,9	307,7	1008,4	153,8		
<hr/>						
<i>f = 86,33 MHz</i>	d_{a1}	d_{a2}	d_{a1}	d_{a2}		
analitički model	165,6	25,2	82,8	12,6		
FEKO cilindar	149,1	22,7	74,6	11,3		
FEKO realistični	198,7	30,3	99,3	15,1		

Tablica 5.29 Usporedba vrijednosti SAR_{WB} uzduž modela vertikalno postavljenog ljudskog tijela i ICNIRP preporuka [12] na udaljenostima $d_{a1} = 30 \text{ cm}$ i $d_{a2} = 60 \text{ cm}$.

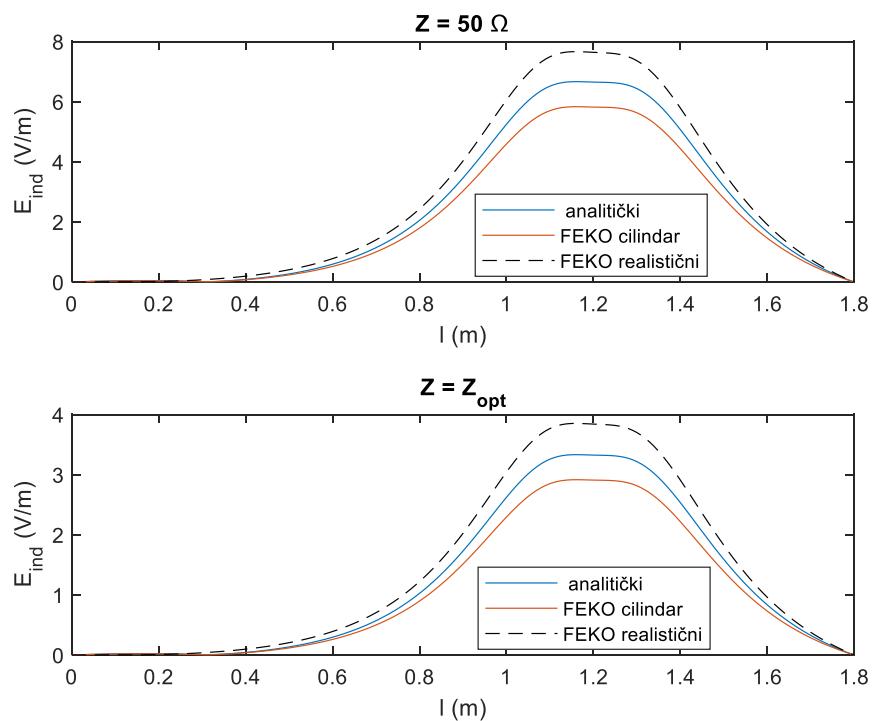
SAR_{WB} (mW/kg)					<i>ICNIRP preporuke - SAR_{WB} (mW/kg)</i>	
<i>f = 13,56 MHz</i>	$Z_L = 50 \Omega$		$Z_L = Z_{opt}$		<i>Opća populacija</i>	<i>Radnici</i>
	d_{a1}	d_{a2}	d_{a1}	d_{a2}		
analitički model	96,9	14,8	48,4	7,4		
FEKO cilindar	87,3	13,3	43,6	6,6		
FEKO realistični	116,3	17,7	58,1	8,8		
<hr/>						
<i>f = 86,33 MHz</i>	d_{a1}	d_{a2}	d_{a1}	d_{a2}		
analitički model	9,5	1,4	4,7	0,7		
FEKO cilindar	8,6	1,3	4,3	0,6		
FEKO realistični	11,4	1,7	5,7	0,8		



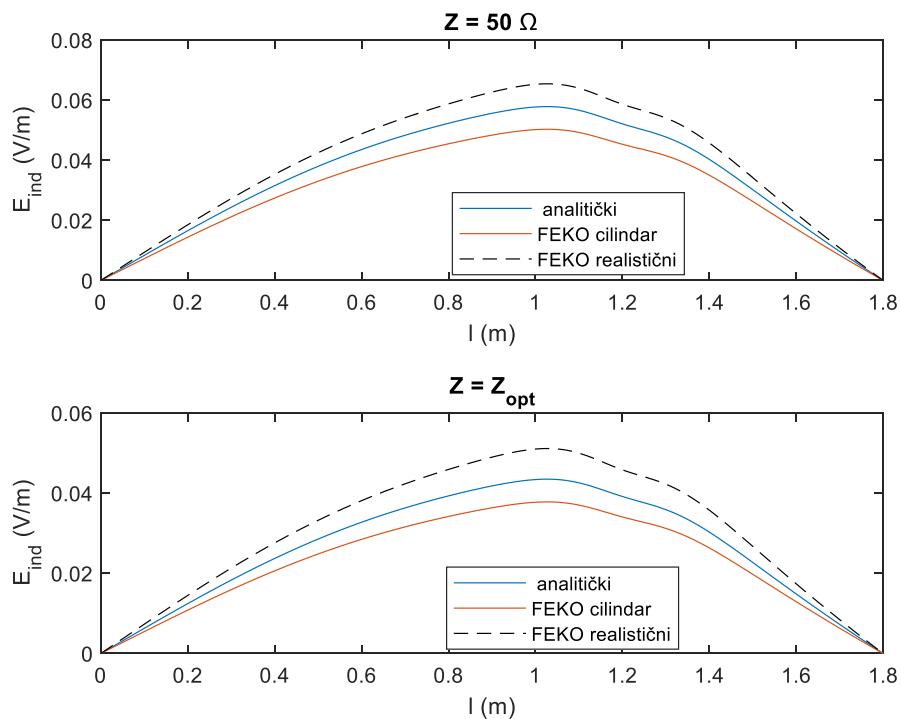
Slika 5.42 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{al} = 30 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.



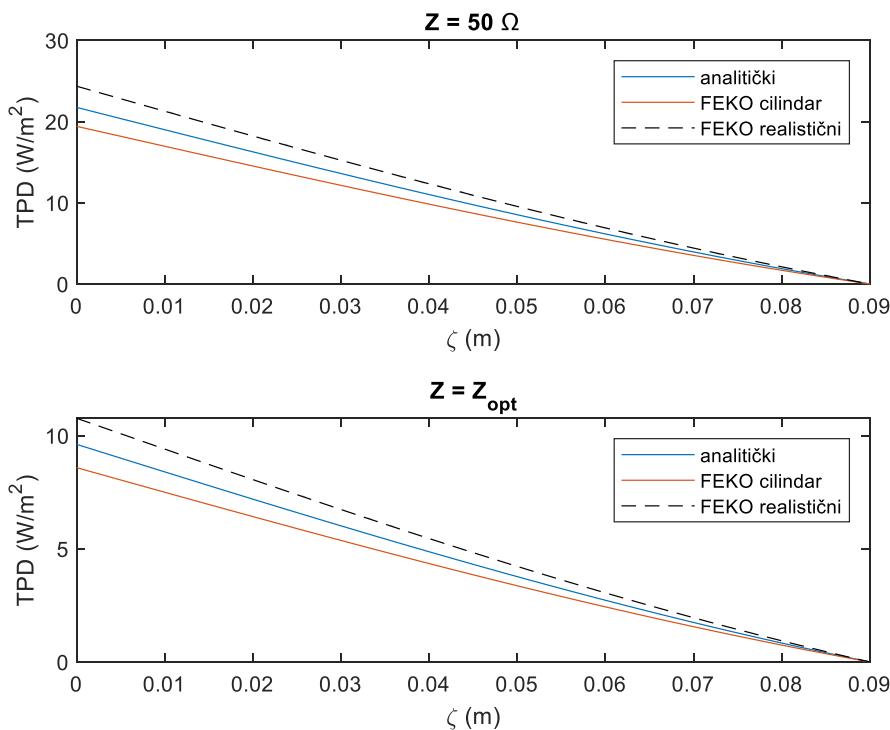
Slika 5.43 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{al} = 30 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



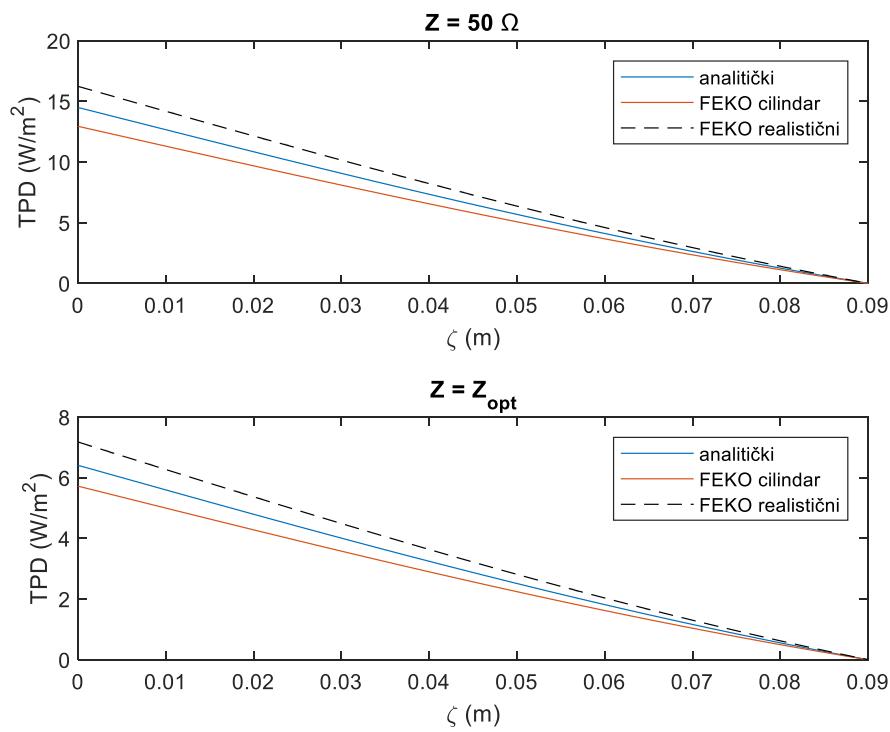
Slika 5.44 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.



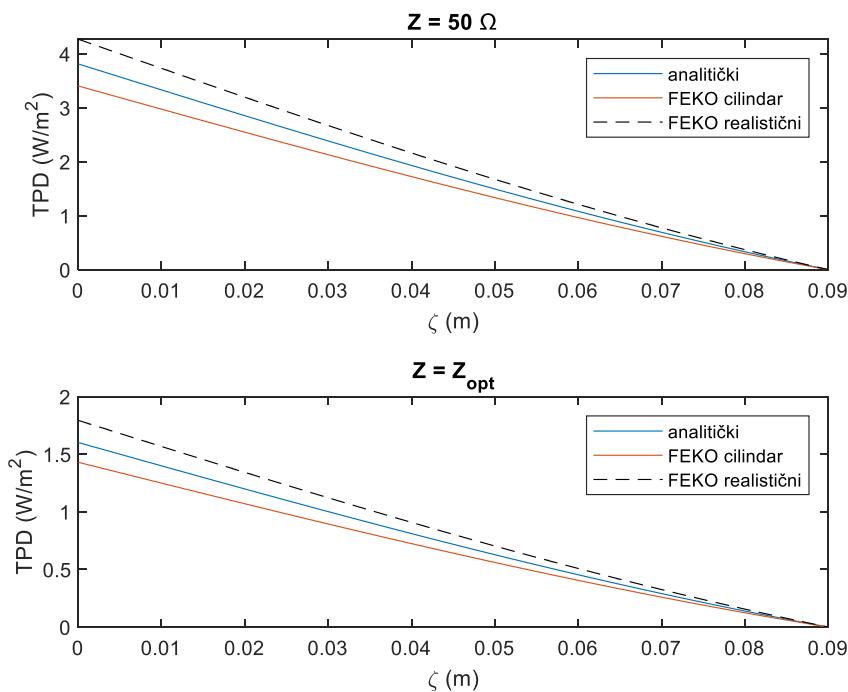
Slika 5.45 Inducirano električno polje uzduž modela ljudskog tijela modela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



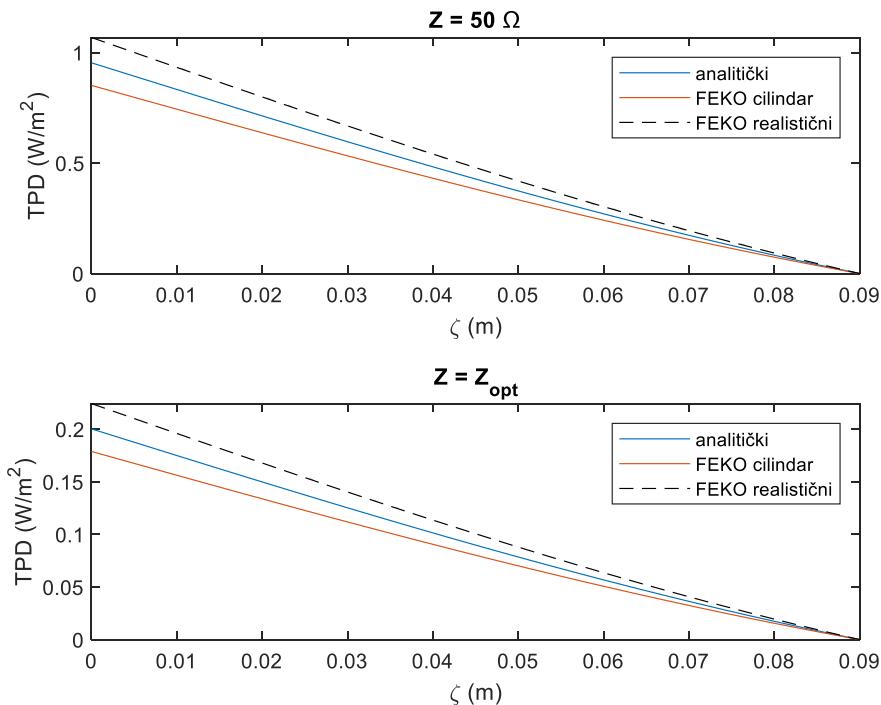
Slika 5.46 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{al} = 30 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.



Slika 5.47 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{al} = 30 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.



Slika 5.48 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 6,78 \text{ MHz}$.



Slika 5.49 TPD uzduž modela ljudskog tijela za $d_{a2} = 60 \text{ cm}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$.

Rezultati dobiveni iz elektromagnetskih simulacija i proračuna prikazani su na slikama Slika 5.39– Slika 5.49 nudeći detaljnu vizualizaciju ključnih parametara kao što su E_{ind} , SAR_{10g}, SARWB i TPD. Ove slike pružaju uvide u distribuciju i intenzitet elektromagnetskih polja oko ljudskog tijela u blizini antene koja zrači. Analizom ovih rezultata može se steći dublje razumijevanje potencijalnih rizika izloženosti i osigurati odgovarajuće sigurnosne mjere za smanjenje bilo kakvih štetnih učinaka. Sveukupno, kombinacija geometrijskog modeliranja, položaja antene i numeričkih simulacija omogućuje sveobuhvatnu procjenu ljudske izloženosti elektromagnetskim poljima u WPT sustavima.

Analiza numeričkih podataka prikazanih na slikama pokazuje da se analitički rezultati općenito dobro slažu s numeričkim rezultatima u raznim scenarijima. Međutim, određene razlike su uočljivije, posebno na lokacijama maksimuma. Ova razlika je posebno izražena u scenarijima koji uključuju realne scenarije. Kada se razmatraju simulacije koje uključuju realistične numeričke modele ljudskog tijela, numerički rezultati obično daju veća odstupanja amplitude u usporedbi s pojednostavljenim numeričkim modelom i predloženim analitičkim modelom. Analitički model se nalazi između ova dva ekstrema.

Razlike između analitičkih i numeričkih rezultata posebno su izražene na pozicijama najbližim odašiljačkoj anteni, iako trend i distribucija rezultata imaju dobru podudarnost. Unatoč ovim razlikama, važno je napomenuti da E_{ind} (Slika 5.42–Slika 5.45), SAR (usrednjeno po 10g i cijelom tijelu - Tablica 5.28–Tablica 5.29 kao i TPD (Slika 5.46 – Slika 5.49) izračunati ovim metodama ostaju unutar specificiranih granica izloženosti (u slučaju prilagođenog sustava). To ukazuje na to da, unatoč varijacijama između analitičkih i numeričkih pristupa, izračunate vrijednosti i dalje zadovoljavaju sigurnosne standarde. Također, tablice Tablica 5.28–Tablica 5.29 pokazuju kako su SAR vrijednosti prekoračene za udaljenost d_{al} (bliže odašiljaču) za neprilagođeni sustav.

Kako se očekivalo, TPD (Slika 5.46–Slika 5.49) pokazuje maksimum na udaljenosti najbližoj anteni predajnika, što je uobičajena pojava u scenarijima izloženosti elektromagnetskom polju.

5.6. Usporedba rezultata i smjernice

Ovo poglavlje obuhvaća objedinjavanje ključnih rezultata istraživanja te pruža smjernice koje su uskladene s definiranim ciljevima disertacije. Glavni doprinosi ovog rada odnose se na detaljnu analizu različitih aspekata sustava za bežični prijenos energije, uključujući utjecaj frekvencije na učinkovitost prijenosa energije i izloženost elektromagnetskim poljima. Posebna pažnja posvećena je uvođenju tla, koje može utjecati na propagaciju elektromagnetskih valova i time na ukupnu učinkovitost sustava, kao i na razliku između zračenja pojedinačnih i kombiniranih odašiljača i prijemnika.

Usporedba rezultata i primjena

Usporedba rezultata izloženosti pokazuje da uvođenje stvarnog tla (poglavlje 5.4.5) u scenarij ne proizvodi značajan učinak bez obzira na položaj tijela (pod uvjetom da je zračena snaga jednaka u oba slučaja, slobodnom prostoru i realnom tlu). Ovo je u skladu s rezultatima scenarija simulacije s PEC tlom prikazanima u literaturi [138]. Stoga se može zaključiti da je za brze početne procjene ljudske izloženosti scenarij slobodnog prostora sasvim dovoljan.

Također, postoji značajna razlika između scenarija nerezonantne ISM frekvencije i rezonantne frekvencije cilindra. U prvom slučaju, maksimalna izloženost određena je relativnim položajem izvora i cilindra, dok je u drugom slučaju uvijek u sredini bez obzira na položaj izvora. Važno je napomenuti da, iako na rezonantnoj frekvenciji očekujemo znatno niže vrijednosti polja u usporedbi s nižom radnom frekvencijom, teško je izravno uspoređivati te vrijednosti. Međutim, uočavamo da, dok je na radnoj frekvenciji dozimetrijski učinak uglavnom koncentriran u području najbližem anteni predajnika, na rezonantnoj frekvenciji mnogo je ravnomjernije raspoređen s maksimumom u sredini cilindričnog tijela bez obzira na njegov položaj (vidljivo na slikama Slika 5.41-Slika 5.49).

U kontekstu analiziranih parametara, predloženi analitički pristup ima tendenciju precijeniti vrijednosti u usporedbi s modelom ljudskog tijela cilindričnog oblika. Ova precijenjenost je prihvatljiva u smislu ljudskog utjecaja, jer veće vrijednosti omogućuju konzervativnije sigurnosne mjere, na primjer SAR što je prikazano u tablicama Tablica 5.28–Tablica 5.29. Međutim, u slučaju realističnog modela ljudskog tijela u FEKO-u, dolazi do podcenjivanja, što je kritično. Na primjer, budući da SAR uključuje toplinske učinke, podcenjivanje vrijednosti može dovesti do netočnih procjena izloženosti. Stoga posebnu pažnju treba posvetiti parametrima koji pokazuju podcenjivanje kako bi se izbjegle sigurnosne propuste i osigurala točna procjena utjecaja na ljude.

Općenito govoreći, čovjekova izloženost elektromagnetskom polju značajno ovisi o udaljenosti i orijentaciji u odnosu na prijemnu i odašiljačku antenu. Najveće zračenje javlja se kada je čovjek vrlo blizu odašiljačke antene, jer se u tom području generira najintenzivnije elektromagnetsko polje. S povećanjem udaljenosti od odašiljačke antene, izloženost se smanjuje zbog eksponencijalnog opadanja jakosti elektromagnetskog polja.

Nadalje, s aspekta performansi, posebice efikasnosti WPT sustava, najoptimalnija pozicija čovjeka nalazi se dalje od odašiljačke antene, dok je istovremeno nije primijećen značajni utjecaj blizine prijemnika. Ova konfiguracija smanjuje utjecaj na prijenos energije i minimizira izloženost elektromagnetskim poljima.

Rezonantni prijenos energije, poput magnetnog sprezanja, pokazao se kao tehnologija koja najmanje zrači čovjeka, budući da koristi lokalizirana polja koja se brzo smanjuju s udaljenošću. Za smanjenje izloženosti preporučuje se održavanje što veće udaljenosti između čovjeka i odašiljačke antene. Slični zaključci potvrđeni su i istraživanjem provedenim numeričkim metodama u radu [140] [141].

Predloženi analitički pristup uspoređen je s uobičajenim numeričkim metodama, uključujući MoM i SEP. U smislu točnosti, predložena metoda pokazuje odstupanje manje od 10% od numeričkih rezultata pri izračunu SAR-a i TPD-a, bez obzira na cilindar ili realistični model ljudskog tijela. To pokazuje njegovu pouzdanost za WPT aplikacije.

Dok su FEM i MoM učinkoviti za specifične skupove problema (npr. granične uvjete i rješenja u stacionarnom stanju), predložena metoda je pogodnija u smislu vremena proračuna za modeliranje bliskog polja i scenarije koji uključuju sustave WPT niske snage na HF pojasevima, kao što su 13,56 MHz i 86,33 MHz. Međutim, za vrlo detaljne modele tijela sa složenim strukturnim tkivima, FDTD ostaje preferirana metoda za osiguranje preciznih dozimetrijskih proračuna [79].

Uz to, istraživanje je obuhvatilo i analizu sigurnosnih standarda povezanih s razinom zračenja sustava za bežični prijenos energije, čime su definirane granice i preporuke za sigurnu uporabu ovih tehnologija. Ova analiza omogućuje razumijevanje ključnih parametara za optimizaciju sustava, kako bi se postigla ravnoteža između efikasnosti prijenosa energije i minimiziranja izloženosti ljudi elektromagnetskom zračenju.

Utjecaj frekvencije na sustave za bežični prijenos energije ogleda se u promjenama dubine prodiranja elektromagnetskih valova u tkiva, pri čemu povećanje frekvencije smanjuje ovu dubinu, naglašavajući potrebu za prilagodbom modela različitim frekvencijskim opsezima. Na nižim frekvencijama zabilježena je bolja efikasnost prijenosa energije, ali i veći potencijal za induciranje elektromagnetskih efekata u tijelu, što zahtijeva poseban oprez pri dizajnu sustava. S druge strane, viši frekvencijski opsezi omogućuju bolju kontrolu usmjerenoosti zračenja, ali istovremeno povećavaju energetske gubitke i osjetljivost na apsorpciju u okolini.

Optimizacija ovih sustava ključna je u primjenama poput medicinskih implantata, gdje je potrebno postići ravnotežu između efikasnosti i sigurnosti. Daljnja istraživanja preporučuju razvoj prilagodljivih modela za različite primjene, uzimajući u obzir tipove tkiva i složene stvarne uvjete. Nadalje, analiza utjecaja tla na performanse WPT sustava pokazala je da svojstva podloge, uključujući relativnu permitivnost i specifičnu vodljivost, značajno utječu na distribuciju elektromagnetskog polja i efikasnost prijenosa energije. Dok idealno vodljive površine omogućuju maksimalnu refleksiju energije, realne podloge poput tla uvere gubitke koji smanjuju ukupnu efikasnost sustava. Osim toga, promjene u vlažnosti i temperaturi tla mogu izazvati fluktuacije performansi, pri čemu vlažnije tlo povećava apsorpciju energije, dok sušnije smanjuje prijenosne gubitke.

U pogledu razlika u zračenju odašiljača i prijemnika, istraživanja su pokazala značajne promjene u rezonantnim frekvencijama i distribuciji polja kada se sustav analizira kao cjelina, umjesto kao izolirane komponente. Ovo upućuje na potrebu preciznog ugađanja sustava radi minimizacije gubitaka i osiguravanja elektromagnetske kompatibilnosti. Posebna pozornost posvećena je prekoračenju standarda i sigurnosnim implikacijama, pri čemu je utvrđeno da određeni uvjeti, poput blizine ljudskog tijela odašiljaču, mogu uzrokovati prekoračenje SAR-a prema smjernicama ICNIRP-a. Stoga je nužno osigurati sigurne udaljenosti i implementirati zaštitne mjere, uključujući smanjenje izlazne snage i primjenu fizičkih barijera. Također, dugotrajna izloženost elektromagnetskim poljima niskih intenziteta zahtijeva daljnja istraživanja zbog mogućih kumulativnih učinaka na zdravlje.

Na temelju provedenih analiza, rezultati disertacije nude smjernice za optimizaciju WPT sustava, uključujući usklađivanje impedancije radi povećanja efikasnosti i smanjenja gubitaka energije, gdje se preporučuje implementacija dinamičkih metoda za prilagodbu impedancije tijekom rada sustava. Nadalje, definiranje sigurnosnih pragova osigurava sukladnost sa standardima i smanjenje izloženosti korisnika, pri čemu je važno uključiti sustave za praćenje elektromagnetskog zračenja u realnom vremenu. Konačno, razvoj složenijih analitičkih modela koji uključuju utjecaj kompleksnih podloga i nelinearnih efekata od ključne je važnosti za specifične primjene, posebice u medicinskim i industrijskim sustavima.

Provedena istraživanja doprinose razumijevanju ključnih aspekata WPT sustava u bliskom polju, pružajući osnovu za daljnja istraživanja i potencijalno unaprjeđenje postojećih standarda. Osnovni fokus ovih istraživanja je na optimizaciji performansi sustava, smanjenju izloženosti elektromagnetskim poljima te razmatranju sigurnosnih faktora koji se odnose na interakciju

između korisnika i WPT sustava. Osnovna ideja je dobiti jednostavniji analitički model za relativno preciznu procjenu dozimetrijskih efekata. Ovi rezultati postavljaju temelj za daljnje istraživanje u ovoj oblasti, s ciljem razvoja sustava koji će biti što jednostavan za korištenje, učinkovitiji i sigurniji za upotrebu.

Smjernice za buduća istraživanja

Budući radovi na ovoj temi trebali bi se usmjeriti na nekoliko ključnih područja.

Prvo, empirijska validacija dobivenih rezultata od esencijalne je važnosti, jer će omogućiti potvrdu teorijskih zaključaka kroz eksperimentalne postavke u stvarnim uvjetima, što bi moglo pružiti dublje razumijevanje interakcije elektromagnetskih polja s različitim vrstama okruženja, poput slučaja punjenja mobitela bežično na stolu doma i punjenja auta na nekom parkingu. Takvi eksperimenti mogli bi uključivati mjerjenje stvarnih razina zračenja u različitim pozicijama, kao i proučavanje njihovog utjecaja na ljudsko zdravlje u stvarnim uvjetima.

Drugi važan smjer za budući rad je razvoj novih metoda i tehnologija za smanjenje izloženosti elektromagnetskim poljima. To bi moglo uključivati razvoj naprednijih antena koje bi mogle usmjeriti elektromagnetske valove na učinkovitiji način, smanjujući tako nepotrebno zračenje prema okolini. Također, istraživanje materijala koji bi mogli apsorbirati ili raspršivati elektromagnetske valove bez smanjenja učinkovitosti sustava, mogao bi značajno doprinijeti smanjenju izloženosti korisnicima.

Treći smjer istraživanja uključuje istraživanje naprednih tehnologija koje bi mogle značajno povećati efikasnost WPT sustava. U ovom kontekstu, treba optimizirati antene u smislu kompromisa između sniženja frekvencije odašiljanja za postići veći domet i efikasnosti zračenja (koja opada snižavanjem frekvencije ograničavajući performanse).

Uz to, budući radovi trebali bi obuhvatiti i dublje istraživanje sigurnosnih aspekata u kontekstu dugoročne izloženosti elektromagnetskim poljima, uz stalno usklađivanje s novim zakonodavnim okvirom i standardima koji se razvijaju u industriji. Fokusiranje na integraciju sigurnosnih protokola u dizajn WPT sustava moglo bi omogućiti širu primjenu ove tehnologije u svakodnevnom životu, uključujući komercijalne i kućne aplikacije.

Konačno, istraživanje budućih smjernica i normi za WPT tehnologiju također bi trebalo uzeti u obzir izazove povezane s interoperabilnošću između različitih WPT sustava i drugih bežičnih tehnologija, kako bi se osigurala njihova sigurna i učinkovita integracija u globalnim mrežama.

6. ZAKLJUČAK I PRIMJENA

Razvoj bežičnih tehnologija, posebno s uvođenjem 5G, doveo je do značajnog porasta umjetno generiranih elektromagnetskih polja u čitavom RF spektru, što je izazvalo zabrinutost zbog potencijalnih utjecaja na zdravlje. Visokofrekvencijska elektromagnetska polja imaju dokazanu sposobnost podizanja temperature tijela i izazivanja drugih bioloških efekata, što je potaknulo znanstvene organizacije na definiranje sigurnosnih granica za smanjenje izloženosti. U tom kontekstu, analitičko modeliranje je postalo važan alat za razumijevanje i proračun elektromagnetskih polja te procjenu njihovih utjecaja na tijelo.

Ova disertacija pruža sveobuhvatan pregled i analizu analitičkih metoda za proračun razina elektromagnetskih polja generiranih WPT sustavima s posebnim fokusom na frekvencijski pojas do 400 MHz. Kroz analizu specifičnih parametara koji karakteriziraju reflektirajuće podloge, kao što su relativna permitivnost, specifična vodljivost i debljina podloge, ispitana je pouzdanost i primjenjivost različitih analitičkih metoda. Korištenjem metoda refleksije i aproksimacija Green-ove funkcije, omogućeno je precizno rješavanje Pocklington-ove jednadžbe, što je ključno za točne proračune incidentnog polja i inducijskih struja.

Usporedba analitičkih rezultata s numeričkim simulacijama provedenim u softveru FEKO pokazala je visoku razinu usklađenosti između dvaju pristupa. Iako su analitički modeli u nekim slučajevima dali konzervativne procjene, što je poželjno za inženjerske primjene zbog sigurnosnih margini, numerički modeli pokazali su veću preciznost u kompleksnim geometrijskim uvjetima. Ovakva konzervativnost analitičkih metoda osigurava da stvarni sustavi ne prekorače sigurnosne granice čak i u složenim uvjetima, što je od ključne važnosti za sustave bežičnog prijenosa energije u realnim okruženjima.

Posebno su analizirani i parametri poput SAR-a i TPD-a unutar dielektričnih medija, što je od ključne važnosti za razumijevanje bioloških učinaka elektromagnetskih polja. Uspostavljene su smjernice za korištenje analitičkih metoda u proračunima, te su identificirani izazovi koji stoje pred inženjerskom zajednicom u implementaciji ovih metoda u stvarnim sustavima. Ovi rezultati pokazuju da su analitički modeli dovoljni za procjenu razina polja, ali numerički modeli nude veću preciznost u specifičnim uvjetima, kao što su kompleksne geometrije ili višeslojni mediji.

Verifikacija rezultata prikazuje da analitički modeli mogu pružiti pouzdane procjene razina polja i sigurnosnih granica, što je od ključne važnosti za optimizaciju dizajna sustava za bežični prijenos energije. Prekoračenje sigurnosnih granica na malim udaljenostima od odašiljača naglašava potrebu za preciznim planiranjem i optimizacijom sustava kako bi se osigurala sigurnost korisnika prema ICNIRP smjernicama.

Zaključno, ova disertacija predstavlja doprinos razvoju i optimizaciji sustava za bežični prijenos energije, pružajući analitički utemeljene alate za procjenu elektromagnetskih polja i njihovu sigurnu primjenu. Rezultati disertacije ne samo da doprinose napretku inženjerske prakse, već pružaju i važne smjernice za daljnji razvoj telekomunikacijskih tehnologija, osiguravajući sigurnost i efikasnost budućih bežičnih sustava.

LITERATURA

- [1] "Radio Devices Patents," *Projects of Julian Rubin*, Available:https://www.projects.julianrubin.com/patents/electricity/radio_devices.html#google_vignette, Interneta, 19.9.2024.
- [2] Tesla, N., *Colorado Springs Notes, 1899-1900*, Nolit, 197
- [3] H. A. Haus, W. Huang, "Coupled-mode theory," *Proceedings of the IEEE*, vol. 79, no. 10, pp. 1505–1518, 1991.
- [4] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, M. Soljačić, "Strongly coupled magnetic resonances for wireless power transfer," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, 2007.
- [5] A. P. Sample, D. A. Meyer, J. R. Smith, "Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, 2011.
- [6] H.-J. Lee, K.-H. Nam, "Near-Field Coupling Small Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2810-2818, kolovoz 2010.
- [7] J. Lee, S. Nam, »Fundamental aspects of near-field coupling small antennas for wireless power transfer,« *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, br. 12, str. 3442-3449, prosinac 2010.
- [8] M. Škiljo, Z. Blažević, "Resonant Near-Field Power Transfer: Revisiting the Frequency-Splitting Phenomenon Using the Spherical Mode Theory Antenna Model," *IEEE Antennas & Propagation Magazine*, kolovoz 2019.
- [9] Z. Blažević, "Iterative Solution to Resonant Near-Field Coupling Adjustments Between Different Electrically Small Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 71, no. 12, pp. 9998-10002, Dec. 2023, doi: 10.1109/TAP.2023.3329706.
- [10] T. C. Beh, M. Kato, T. Imura, S. Oh, Y. Hori, "Automated impedance matching system for robust wireless power transfer via magnetic resonance coupling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 3689–3698, Sep. 2013.
- [11] World Health Organization, [Online], dostupno: <https://www.who.int/pehmf/about/WhatisEMF/en/>, [pokušaj pristupa: rujan 2020].
- [12] ICNIRP, "Guidelines for Limiting Exposure to Electromagnetic Fields (100 kHz to 300 GHz)," *ICNIRP Guidelines*, 2020.
- [13] The Institute of Electrical and Electronics Engineers, "IEEE Standard for safety levels with respect to human exposure to electric, magnetic, and electromagnetic fields, 0 Hz to 300 GHz," *IEEE International Committee on Electromagnetic Safety*, veljača 2019.
- [14] R. Defrin, M. Shachal-Shiffer, M. Hadgadg, and C. Peretz, "Quantitative Somatosensory Testing of Warm and Heat-Pain Thresholds: The Effect of Body Region and Testing Method," *Clinical Journal of Pain*, veljača 2006.
- [15] G. C. Van Rhoon, T. Samaras, P. S. Yarmolenko, M. W. Dewhirst, E. Neufeld, and N. Kuster, "CEM43°C Thermal Dose Thresholds: A Potential Guide for Magnetic Resonance Radiofrequency Exposure Levels," *European Society of Radiology*, travanj 2013.
- [16] K. F. Foster, R. P. Hirsch, "Dielectric Properties and Thermal Effects of Biological Tissues: With Reference to Microwave Propagation, Penetration, and Absorption," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1978.
- [17] B. Thors, M. Strydom, B. Hansson, C. Tornevik, "On the Estimation of SAR and Compliance Distance Related to RF Exposure From Mobile Communication Base Station Antennas," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, prosinac 2008.
- [18] A. Hirata, T. Asano, O. Fujiwara, "FDTD analysis of body-core temperature elevation in children adults for whole-body exposure," *Physics in Medicine and Biology*, listopad 2008.

- [19] A. Hirata, I. Laakso, T. Oizumi, R. Hanatani, K. H. Chan, J. Wiart, "The Relationship Between Specific Absorption Rate and Temperature Elevation in Anatomically Based Human Body Models for Plane Wave Exposure from 30 MHz to 6 GHz," *Physics in Medicine and Biology*, siječanj 2013.
- [20] A. Kanezaki, A. Hirata, S. Watanabe, i H. Shirai, »Effects of dielectric permittivities on skin heating due to millimeter wave exposure,« *Physics in Medicine and Biology*, rujan 2009.
- [21] S. I. Aleksev, M. C. Ziskin, »Human Skin Permittivity Determined by Millimeter Wave Reflection Measurements,« *Bioelectromagnetics*, vol. 28, pp. 331-339, 2007.
- [22] S. I. Aleksev, M. C. Ziskin, »Influence of Blood Flow and Millimeter Wave Exposure on Skin Temperature in Different Thermal Models,« *Bioelectromagnetics*, 2009.
- [23] S. I. Aleksev, A. A. Radzievsky, M. K. Logani i M. C. Ziskin, »Millimeter Wave Dosimetry of Human Skin,« *Bioelectromagnetics*, siječanj 2008.
- [24] A. Owda, N. Salmon, A. Casson i M. Owda, »The Reflectance of Human Skin in the Millimeter-Wave Band,« *Sensors*, 2020.
- [25] A. Šušnjara, D. Poljak, i I. Matić, »Analysis of SAR in a Simplified Body Model due to a Short Dipole Antenna Radiation,« u *2022 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, 2022.
- [26] D. Poljak, A. Susnjara, i A. Dzolic, »Assessment of Transmitted Power Density due to Radiation from Dipole Antenna of Finite Length: Part I: Theoretical background and current distribution,« u *2021 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, 2021.
- [27] D. Poljak, A. Susnjara, i A. Dzolic, »Assessment of Transmitted Power Density due to Radiation from Dipole Antenna of Finite Length: Part II: Transmitted field, volume power density and transmitted power density,« u *2021 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, 2021.
- [28] R. W. P. King, »Electric Current and Electric Field Induced in the Human Body When Exposed to an Incident Electric Field Near the Resonant Frequency,« *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, br. 9, rujan 2000.
- [29] Yuan Q., Y. Chen, L. Li i K. Sawaya, »Numerical analysis on transmission efficiency of evanescent resonant coupling wireless power transfer system,« *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, br. 5, str. 1751–1758, svibanj 2010.
- [30] Yoon I. J. i H. Ling, »Investigation of near-field wireless power transfer in the presence of lossy dielectric materials,« *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, br. 1, str. 482–488, 2013.
- [31] S. Kim, J. S. Ho, i A. S. Y. Poon, »Wireless Power Transfer to Miniature Implants: Transmitter Optimization,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, br. 10, str. 4838-4845, listopad 2012.
- [32] Wireless Power Consortium, [Online]. Dostupno: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/>. [Pristupljeno: ožujak 2021.]
- [33] Alliance for Wireless Power, [Online]. Dostupno: <http://www.rezence.com/alliance/about-a4wp>. [Pristupljeno: ožujak 2021.]
- [34] A. Christ, M. G. Douglas, J. M. Roman, E. B. Cooper, A. P. Sample, B. H. Waters, J. R. Smith, i N. Kuster, »Evaluation of Wireless Resonant Power Transfer Systems With Human Electromagnetic Exposure Limits,« *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, br. 2, str. 265-274, travanj 2013.
- [35] D. Wageningen, E. Waffenschmidt, »Maximum power transfer into space limited by ICNIRP recommendations,« [Online]. Dostupno: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/maximum-power-transfer-into-space.html>. [Pristupljeno: ožujak 2021.]

- [36] N. Kuster, Q. Balzano, »Energy absorption mechanism by biological bodies in the near field of dipole antennas above 300 MHz,« *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 41, br. 1, str. 17–23, veljača 1992.
- [37] ICNIRP, »Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic and electromagnetic fields (up to 300 GHz),« *Health Phys.*, vol. 74, str. 494–522, 1998.
- [38] A. Sample, D. Yeager, P. Powledge, A. Maminshev, i J. Smith, »Design of an RFID-Based Battery-Free Programmable Sensing Platform,« *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 57, br. 11, str. 2608–2615, 2008.
- [39] A. Christ, W. Kainz, E. G. Hahn, K. Honegger, M. Zefferer, E. Neufeld, W. Rascher, R. Janka, W. Bautz, J. Chen, B. Kiefer, P. Schmitt, H.-P. Hollenbach, J. Shen, M. Oberle, D. Szczerba, A. Kam, J. W. Guag i N. Kuster, »The virtual family development of surface-based anatomical models of two adults and two children for dosimetric simulations,« *Phys. Med. Biol.*, vol. 55, br. 2, str. N23–N28, siječanj 2010.
- [40] P. Rašić, Z. Blažević, D. Poljak, i M. Škiljo, »A Simplified Analytical Model for Human Exposure to Electromagnetic Radiation of HF Wireless Power Transmitter,« u *SpliTech 2022*.
- [41] P. Rašić, M. Škiljo, Z. Blažević, V. Dorić i D. Poljak, »Simulation of Human Body Exposure to Near Field of High and Low RF Wireless Power Transfer Systems,« *IJEM*, 2020.
- [42] P. Rašić, M. Škiljo, Z. Blažević, V. Dorić i D. Poljak, »Simulation of Human Body Exposure to High and Low Frequency Wireless Power Transfer Systems using Simplified Models,« u *SpliTech 2018*.
- [43] D. Poljak, A. Šušnjara, A. Fišić, "Assessment of Transmitted Power Density in the Planar Multilayer Tissue Model due to Radiation from Dipole Antenna," *J. Commun. Softw. Syst.*, vol. 19, no. 1, pp. 39–47, Mar. 2023. doi: 10.24138/jcomss-2022-0050.
- [44] M. Galic, D. Poljak, "Theoretical and Experimental Incident Field Dosimetry for GSM Base Stations," *2019 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, 2019.
- [45] M. Galic, D. Poljak, V. Dorić, "A Simplified Method for the Assessment of the Electric Field Above a Multilayer Radiated by a Base Station Antenna," *2018 3rd International Conference on Smart and Sustainable Technologies (SpliTech)*, pp. 1-4, 2018.
- [46] M. Galic, D. Poljak, V. Dorić, "Analytical Technique to Determine the Electric Field Above a Two-Layered Medium," *2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (ATRASC)*, pp. 1-4, 2018.
- [47] M. Galic, D. Poljak, V. Dorić, "Comparison of Free Space, Perfect Ground and Fresnel's Equation Models to Determine Electric Field Radiated by a Base Station Antenna," *2017 25th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, pp. 1-6, 2017.
- [48] M. Galic, D. Poljak, V. Dorić, "Simple Analytical Models for the Calculation of the Electric Field Radiated by the Base Station Antenna," *International Journal for Engineering Modelling*, vol. 31, no. 1-2, pp. 31-42, rujan 2018.
- [49] M. Galic, D. Poljak, V. Dorić, "Analytical Technique to Determine the Electric Field Above a Two-Layered Medium," *2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (ATRASC)*, pp. 1-4, 2018.
- [50] H. A. Wheeler, »Fundamental limitations of small antennas,« *Proc. IRE*, vol. 35, br. 12, str. 1479–1484, prosinac 1947.
- [51] L. J. Chu, »Physical limitations of omni-directional antennas,« *Journal of Applied Physics*, vol. 19, str. 1163-1175, 1948.
- [52] J. Volakis, C. C. Chen i K. Fujimoto, *Small antennas: miniaturization techniques and applications*, New York, McGraw-Hill, 2010.
- [53] R. F. Harrington, »Matrix methods for field problems,« *Proc. IEEE*, vol. 55, str. 136-149, veljača 1967.

- [54] R. C. Hansen, »Fundamental limitations in antennas,« *Proceedings of the IEEE*, vol. 69, br. 2, str. 170-182, veljača 1981.
- [55] Y. Tak, J. Park, i S. Nam, »The Optimum Operating Frequency for Near-Field Coupled Small Antennas,« *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, br. 3, str. 1027-1031, ožujak 2011.
- [56] H. A. Wheeler, »The spherical coil as an inductor, shield, or antenna,« *Proc. IRE*, vol. 46, br. 9, str. 1595-1602, 1958.
- [57] M. Škiljo i Z. Blažević, »Investigation of electrically small monofilar spherical helical antenna used for mid-range wireless power transfer,« u *Proceedings of MIPRO 2012*, str. 241-245, 21-25 svibnja 2012.
- [58] B. W. Jun, »An investigation on transmitter and receiver diversity for wireless power transfer,« magistarski rad, University of Texas at Austin, 2011.
- [59] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4. izdanje, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2016.
- [60] H. Haus i W. Huang, »Coupled-Mode Theory and Its Applications,« *Applied Optics*, vol. 34, br. 3, str. 586-591, veljača 1995.
- [61] H. J. Liang i E. Cheever, "Wireless Energy Transfer Through Strongly Coupled Resonances," *2013 IEEE Wireless Power Transfer Conference*, pp. 1-4, 2013.
- [62] M. Kiani i M. Ghovanloo, »The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission,« *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 59, br. 9, str. 2065-2074, 2012.
- [63] A. Karalis, J. Joannopoulos i M. Soljačić, »Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,« *Annals of Physics*, vol. 323, str. 34-48, 2008.
- [64] H. A. Haus, »Coupling of modes - resonators and couplers,« *Waves and Fields in Optoelectronics*, New Jersey, Prentice-Hall, str. 197-233, 1984.
- [65] *Two inductively coupled RLC circuits*, Department of Electrical & Computer Engineering, Ben-Gurion University of the Negev, 2014.
- [66] R. C. Rumpf, "Coupled-Mode Theory," Lecture 5, The University of Texas, El Paso, TX, USA, 2014.
- [67] T. Imura, T. Uchida, Y. Hori, "Flexibility of Contactless Power Transfer Using Magnetic Resonance Coupling to Air Gap and Misalignment for EV," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, pp. 1-10, 2009.
- [68] W. Zhou, C. Zhang, C. C. Mi, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances: A Review," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 643-653, 2016.
- [69] M. Joler, *Predavanja iz kolegija Radiokomunikacije*, Tehnički fakultet u Rijeci, Rijeka, 2012/2013.
- [70] D. Pelz, "Eigenmodes and Eigenmode Solvers," RFCurrent, [Online]. Available: <http://www.rfcurrent.com/eigenmode-solvers>. [Accessed: Nov. 25, 2021].
- [71] V. V. Tyurnev, "Coupling Coefficients of Resonators in Microwave Filter Theory," *Progress In Electromagnetics Research*, vol. 21, pp. 47-67, 2010.
- [72] H. Vázquez-Leal et al., "Chapter 1 - The Phenomenon of Wireless Energy Transfer: Experiments and Philosophy," in *Wireless Power Transfer - Principles and Engineering Explorations*, D. K. Y. Kim, Ed. InTech, pp. 1-19, 2012.
- [73] W. K. Kahn, H. Kurss, "Minimum-Scattering Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 13, no. 5, pp. 671-675, 1965.
- [74] W. Wasylkiwskyj, W. K. Kahn, "Scattering Properties and Mutual Coupling of Antennas with Prescribed Radiation Pattern," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 18, no. 6, pp. 1-6, Nov. 1970.
- [75] R. H. Dicke, "General Microwave Circuit Theorems," in *Principles of Microwave Circuits*, McGraw-Hill Book Company, Inc., USA, 1948.

- [76] J. B. Andersen, R. G. Vaughan, "Transmitting, Receiving and Scattering Properties of Antennas," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 45, pp. 93-98, kolovoz 2003.
- [77] C. Gately Jr., D. J. R. Stock, B. R.-S. Cheo, "A Network Description for Antenna Problems," *Proc. IEEE*, vol. 56, pp. 1181–1193, lipanj 1968.
- [78] R. Green, "Scattering from Conjugate-Matched Antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 1, pp. 17-21, siječanj 1966.
- [79] D. Poljak, M. Cvetković, *Human Interaction with Electromagnetic Fields*, Elsevier, Academic Press, St. Louis, USA, 2019.
- [80] D. Poljak, N. Kovač, "A Simplified Electromagnetic-Thermal Analysis of Human Exposure to Radiation from Base Station Antennas," *Automatika: Časopis za automatiku, mjerjenje, elektroniku, računarstvo i komunikacije*, vol. 45, no. 1-2, 2004.
- [81] P. Bernardi, M. Cavagnaro, S. Pisa, E. Piuzzi, "Specific Absorption Rate and Temperature Increases in the Head of a Cellular-Phone User," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 7, Jul. 2000.
- [82] J. E. Moulder, L. S. Erdreich, R. S. Malyapa, J. Merrit, W. F. Pickarde, and Vijayalaxmi, "Cell Phones and Cancer: What Is the Evidence for a Connection?," *Radiation Research*, Jun. 1999.
- [83] R. W. Y. Habash, *Electromagnetic Fields and Radiation*, Marcel Dekker, New York, 2002.
- [84] D. Poljak, *Izloženost ljudi neionizacijskom zračenju*, Kigen, Zagreb, 2006.
- [85] F. S. Barnes, B. Greenebaum, *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, 3rd ed. Boca Raton: CRC Press, 2007.
- [86] Pravilnik o zaštiti od elektromagnetskih polja, *Narodne novine*, broj 146/2014.
- [87] Pravilnik o izmjenama i dopunama Pravilnika o zaštiti od elektromagnetskih polja, NN 31/2019.
- [88] Pravilnik o zdravstvenim uvjetima kojima moraju udovoljavati radnici koji obavljaju poslove s izvorima neionizirajućeg zračenja, NN 59/2016.
- [89] W. Kainz et al., "Advances in Computational Human Phantoms and Their Applications in Biomedical Engineering—A Topical Review," *IEEE Trans. Radiat. Plasma Med. Sci.*, vol. 3, no. 1, pp. 1–23, siječanj 2019.
- [90] H. Zaidi, X. G. Xu, "Computational Anthropomorphic Models of the Human Anatomy: The Path to Realistic Monte Carlo Modeling in Radiological Sciences," *Annu. Rev. Biomed. Eng.*, vol. 9, pp. 471–500, 2007.
- [91] J. W. Massey, A. E. Yilmaz, "AustinMan and AustinWoman: High-Fidelity, Anatomical Voxel Models Developed from the VHP Color Images," in *Proc. 38th Annu. Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.*, 2016, pp. 3346–3349.
- [92] X. G. Xu, K. F. Eckerman, *Handbook of Anatomical Models for Radiation Dosimetry*, Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2009.
- [93] I. G. Zubal, C. R. Harrell, E. O. Smith, Z. Rattner, G. Gindi, P. B. Hoffer, "Computerized Three-Dimensional Segmented Human Anatomy," *Med. Phys.*, vol. 21, no. 2, pp. 299–302, 1994.
- [94] P. Dimbylow, "Induced Current Densities from Low-Frequency Magnetic Fields in a 2 mm Resolution, Anatomically Realistic Model of the Body," *Phys. Med. Biol.*, vol. 43, no. 2, pp. 221–230, 1998.
- [95] T. Nagaoka, S. Watanabe, K. Sakurai, E. Kunieda, M. Taki, Y. Yamanaka, "Development of Realistic High-Resolution Whole-Body Voxel Models of Japanese Adult Males and Females of Average Height and Weight, and Application of Models to Radio-Frequency Electromagnetic Field Dosimetry," *Phys. Med. Biol.*, vol. 49, no. 1, pp. 1–15, 2004.
- [96] C. H. Kim, S. H. Choi, J. H. Jeong, C. Lee, M. S. Chung, "HDRKMan: A Whole-Body Voxel Model Based on High-Resolution Colour Slice Images of a Korean Adult Male Cadaver," *Phys. Med. Biol.*, vol. 53, no. 15, pp. 4093–4106, 2008.

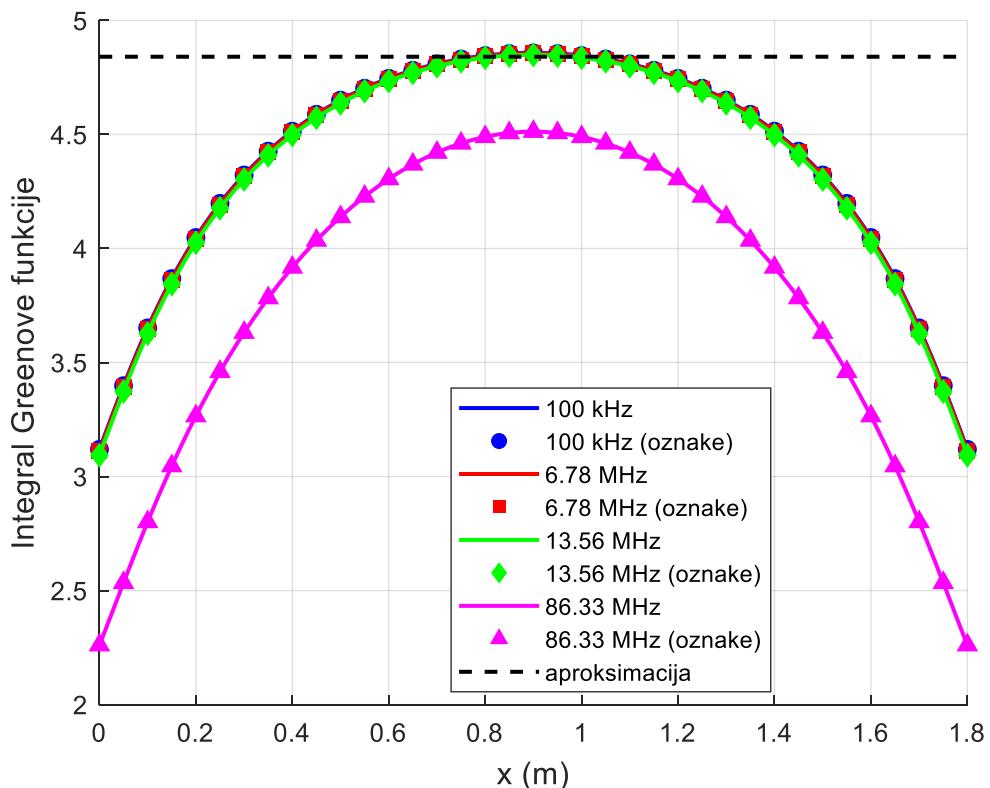
- [97] D. Yu, M. Wang, Q. Liu, "Development of Chinese Reference Man Deformable Surface Phantom and Its Application to the Influence of Physique on Electromagnetic Dosimetry," *Phys. Med. Biol.*, vol. 60, no. 17, pp. 6833–6846, 2015.
- [98] A. Christ et al., "The Virtual Family—Development of Surface-Based Anatomical Models of Two Adults and Two Children for Dosimetric Simulations," *Phys. Med. Biol.*, vol. 55, no. 2, pp. N23–N38, 2010.
- [99] R. Cech, N. Leitgeb, M. Pediaditis, "Fetal Exposure to Low Frequency Electric and Magnetic Fields," *Phys. Med. Biol.*, vol. 52, no. 4, pp. 879–888, 2007.
- [100] T. Nagaoka, T. Togashi, K. Saito, M. Takahashi, K. Ito, S. Watanabe, "An Anatomically Realistic Whole-Body Pregnant-Woman Model and Specific Absorption Rates for Pregnant-Woman Exposure to Electromagnetic Plane Waves from 10 MHz to 2 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 52, no. 22, pp. 6731–6745, 2007.
- [101] E. Conil, A. Hadjem, F. Lacroix, M. F. Wong, J. Wiart, "Variability Analysis of SAR from 20 MHz to 2.4 GHz for Different Adult and Child Models Using Finite-Difference Time-Domain," *Phys. Med. Biol.*, vol. 53, no. 6, pp. 1511–1525, 2008.
- [102] T. Nagaoka, E. Kunieda, S. Watanabe, "Proportion-Corrected Scaled Voxel Models for Japanese Children and Their Application to the Numerical Dosimetry of Specific Absorption Rate for Frequencies from 30 MHz to 3 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 53, no. 23, pp. 6695–6711, 2008.
- [103] T. Wu et al., "Slice-Based Supine to Standing Postured Deformation for Chinese Anatomical Models and the Dosimetric Results by Wide Band Frequency Electromagnetic Field Exposure: Morphing," *Radiat. Protection Dosimetry*, vol. 154, no. 1, pp. 26–30, 2012.
- [104] G. Litjens et al., "A Survey on Deep Learning in Medical Image Analysis," *Med. Image Anal.*, vol. 42, pp. 60–88, 2017.
- [105] E. A. Rashed, J. Gomez-Tames, A. Hirata, "Development of Accurate Human Head Models for Personalized Electromagnetic Dosimetry Using Deep Learning," *NeuroImage*, vol. 202, 2019, Art. no. 116132.
- [106] L. Henschel, S. Conjeti, S. Estrada, K. Diers, B. Fischl, M. Reuter, "FastSurfer—A Fast and Accurate Deep Learning Based Neuroimaging Pipeline," *NeuroImage*, vol. 219, 2020, Art. no. 117012.
- [107] S. Gabriel, R. W. Lau, C. Gabriel, "The Dielectric Properties of Biological Tissues: II. Measurements in the Frequency Range 10 Hz to 20 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 41, no. 11, pp. 2251–2269, 1996.
- [108] A. Peyman, S. J. Holden, S. Watts, R. Perrott, C. Gabriel, "Dielectric Properties of Porcine Cerebrospinal Tissues at Microwave Frequencies: In Vivo, In Vitro and Systematic Variation with Age," *Phys. Med. Biol.*, vol. 52, no. 8, pp. 2229–2245, Apr. 2007.
- [109] A. P. O'Rourke et al., "Dielectric Properties of Human Normal, Malignant and Cirrhotic Liver Tissue: In Vivo and Ex Vivo Measurements from 0.5 to 20 GHz Using a Precision Open-Ended Coaxial Probe," *Phys. Med. Biol.*, vol. 52, no. 15, pp. 4707–4719, 2007.
- [110] G. Schmid, R. Überbacher, T. Samaras, M. Tschanbatscher, P. R. Mazal, "The Dielectric Properties of Human Pineal Gland Tissue and RF Absorption Due to Wireless Communication Devices in the Frequency Range 400–1850 MHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 52, no. 17, pp. 5457–5468, 2007.
- [111] G. Schmid, R. Überbacher, "Age Dependence of Dielectric Properties of Bovine Brain and Ocular Tissues in the Frequency Range of 400 MHz to 18 GHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 50, no. 19, pp. 4711–4720, 2005.
- [112] E. Pickwell, B. Cole, A. Fitzgerald, M. Pepper, V. Wallace, "In Vivo Study of Human Skin Using Pulsed Terahertz Radiation," *Phys. Med. Biol.*, vol. 49, no. 9, pp. 1595–1607, 2004.
- [113] S. Alekseev, M. Ziskin, "Human Skin Permittivity Determined by Millimeter Wave Reflection Measurements," *Bioelectromagnetics*, vol. 28, no. 5, pp. 331–339, 2007.

- [114] K. Sasaki et al., "Dielectric Property Measurement of Ocular Tissues Up to 110 GHz Using 1 mm Coaxial Sensor," *Phys. Med. Biol.*, vol. 60, no. 16, pp. 6273–6288, 2015.
- [115] K. Wake, K. Sasaki, S. Watanabe, "Conductivities of Epidermis, Dermis, and Subcutaneous Tissue at Intermediate Frequencies," *Phys. Med. Biol.*, vol. 61, no. 12, 2016, Art. no. 4376.
- [116] C. Gabriel, A. Peyman, E. Grant, "Electrical Conductivity of Tissue at Frequencies Below 1 MHz," *Phys. Med. Biol.*, vol. 54, no. 16, pp. 4863–4878, 2009.
- [117] R. W. P. King, S. S. Sandler, "Electric Fields and Currents Induced in Organs of the Human Body When Exposed to ELF and VLF Electromagnetic Fields," *Radio Sci.*, vol. 31, pp. 1153–1167, Sept.-Oct. 1996.
- [118] R. W. P. King, "Fields and Currents in the Organs of the Human Body When Exposed to Power Lines and VLF Transmitters," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 45, no. 4, pp. 520–530, Apr. 1998.
- [119] D. Poljak, *Human Exposure to Electromagnetic Fields*, WIT Press, Southampton-Boston, 2003.
- [120] D. Poljak, Y. Rashed, "The Boundary Element Modelling of the Human Body Exposed to the ELF Electromagnetic Fields," *Eng. Anal. Boundary Elements*, vol. 26, pp. 871–875, 2002.
- [121] D. Poljak, C. Y. Tham, N. Kovac, "The Assessment of Human Exposure to Low Frequency and High Frequency Electromagnetic Fields Using Boundary Element Analysis," *Eng. Anal. Boundary Elements*, vol. 27, no. 10, pp. 999–1007, 2003.
- [122] D. Poljak, V. Roje, "Currents Induced in the Human Body Exposed to the Power Line Electromagnetic Field," in *Proc. 20th Annual Int. Conf. IEEE Eng. Med. Biol. Soc.*, H. K. Chang, Ed. Hong Kong: Institute of Electrical and Electronic Engineers, Inc., 1998, pp. 375–378.
- [123] D. Poljak, C. Y. Tham, V. Roje, T. Zemunik, "Parasitic Cylindrical Antenna Representation of the Human Body Exposed to Low Frequency (LF) Electromagnetic Radiation," in *Millennium Conf. Antennas & Propagation*, Davos, Switzerland, 9–14 Apr. 2000.
- [124] S. Šesnić, D. Poljak, A. Peratt, "Electromagnetic Modeling of the Human Body Exposed to Extremely Low Frequency (ELF) Electromagnetic Field," in *Proc. SoftCOM 2005*, Split, Sept. 2005.
- [125] A. Chiba, K. Isaka, Y. Yokoi, M. Nagata, M. Kitagawa, T. Matsuo, "Application of Finite Element Method to Analysis of Induced Current Densities Inside Human Model Exposed to 60 Hz Electric Field," *IEEE Trans. Power Apparatus Systems*, vol. PAS-103, no. 7, pp. 1895–1901, Jul. 1984.
- [126] O. P. Gandhi, J. Y. Chen, "Numerical Dosimetry at Power Line Frequencies Using Anatomically Based Models," *Bioelectromagnetics Suppl.*, vol. 1, pp. 43–60, 1992.
- [127] D. Poljak, A. Peratt, C. A. Brebbia, "A 3D BEM Modelling of Human Exposure to Extremely Low Frequency (ELF) Electric Fields," in *Boundary Elements XXVII*, Orlando, USA, Mar. 2005, pp. 441–451.
- [128] G. Bit-Babik, A. Faraone, "Compliance Distance of Bystanders from Mobile Antennas at Frequencies from 30 MHz to 900 MHz," in *Proc. EMC EUROPE 2002*, Sorrento, Italy, Sept. 2002, pp. 449–452.
- [129] S. Šesnić, "Electromagnetic Modelling of the Human Body Exposed to Extremely Low Frequency (ELF) Electric Field," MPhil thesis, Wessex Institute of Technology, Dec. 2004.
- [130] Miller et al., "Analysis of Wire Antenna in the Presence of a Conducting Half Space: Part II: The Horizontal Antenna in Free Space," *Can. J. Phys.*, 1972.
- [131] IT'IS Database. [Online]. Available: <http://www.itis.ethz.ch/virtual-population/tissue-properties/database/dielectric-properties>.

- [132] A. Christ, M. Douglas, J. Nadakuduti, N. Kuster, "Assessing Human Exposure to Electromagnetic Fields From Wireless Power Transmission Systems," *Proc. IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1482–1493, 2013.
- [133] R. Tseng, B. von Novak, S. Shevde, K. A. Grajski, "Introduction to the Alliance for Wireless Power Loosely-Coupled Wireless Power Transfer System Specification Version 1.0," in *Proc. Wireless Power Transfer (WPT)*, Perugia, Italy, 15–16 May 2013, pp. 79–83.
- [134] S. Y. Jeong, V. X. Thai, J. H. Park, C. T. Rim, "Self-Inductance-Based Metal Object Detection with Mistuned Resonant Circuits and Nullifying Induced Voltage for Wireless EV Chargers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 1, pp. 748–758, 2018.
- [135] [Online], Available: <http://eceweb1.rutgers.edu/~orfanidi/ewa/ch25.pdf>, pokušaj pristupa, prosinac 2022.
- [136] Rašić, Petra, Blažević, Zoran, Poljak, Dragan, „The Influence of HF Wireless Power Transmitter on nearby Thin-Wire Objects: A Simplified Analytical Model“, 2023 International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM 2023) Split, Hrvatska.
- [137] D. Rubin, "The Linville Method of High Frequency Transistor Amplifier Design," Naval Weapons Center, Research Department, NWCC TP 845, Corona Laboratories, Corona, California, ožujak 1969.
- [138] Petra Rašić, Zoran Blažević, Dragan Poljak, Maja Škiljo, „Analytical Versus Numerical Approach to the Analysis of the Wireless Power Transmitter Human Exposure Over Real Ground“, 2024 9th International Conference on Smart and Sustainable Technologies (SpliTech).
- [139] P. Rašić, Z. Blažević, D. Poljak, M. Škiljo, "Human Exposure to Wireless Power Transmitter over Real Ground," in *Journal of Communications Software and Systems*, vol. 20, no. 4, pp. 340-349, December 2024.
- [140] M. Škiljo and Z. Blažević, "Interaction between humans and wireless power transfer systems," 2014 22nd International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split, Croatia, 2014, pp. 15-18, doi: 10.1109/SOFTCOM.2014.7039101.
- [141] P. Rasic, Z. Blazevic, D. Poljak, „Assessment of Human Exposure to High Frequency Fields Generated by Wireless Transmitters: A Simplified Analytical Model“, *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 102, 19-35, 2023.

PRILOG A

Aproksimacija integrala Greenove funkcije za $f = 100 \text{ kHz}$, $f = 6,78 \text{ MHz}$, $f = 13,56 \text{ MHz}$ i $f = 86,33 \text{ MHz}$ prikazana je na slici Slika A.1.



Slika A.1 Usporedba vrijednosti integrala Green-ove funkcije u Matlab-u i korištene aproksimacije $\psi(l) = 2 \ln \frac{L}{a}$

U tablici Tablica A.1 niže je prikazana usporedba srednje vrijednosti integrala Green-ove funkcije u Matlab-u i korištene aproksimacije.

Tablica A.1 Usporedba srednje vrijednosti integrala Green-ove funkcije u Matlab-u i korištene aproksimacije ψ

$f(\text{Hz})$	srednja vrijednosti Matlab[$\psi(l)$]	aproksimacija[$\psi(l)$]
100 k	4,4019	4,8407
6,78 M	4,3978	4,8407
13,56 M	4,3857	4,8407
86,33 M	3,8212	4,8407

Iz tablice je vidljivo kako srednja vrijednost integrala funkcije u Matlab-u pokazuje tendenciju opadanja s porastom frekvencije, što dovodi do povećanja pogreške aproksimacije.

PRILOG B

Druga derivacija partikularnog rješenja dana kao jednadžba 20 je:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 I_0(l)}{\partial l^2} &= \frac{1}{\gamma^2} \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i \frac{F^{(2i+2)}(l)}{\gamma^{2i}} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^{-1}}{\gamma^2} (-1)^{i+1} \frac{F^{(2i+2)}(l)}{\gamma^{2i}} \\ &= - \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^{i+1} \frac{F^{(2i+2)}(l)}{\gamma^{2i+2}} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Umetanjem jednadžbe 29, i jednadžba 20, u jednadžbu 13, dok rješavamo lijevu stranu jednadžbe dobiva se:

$$\begin{aligned} - \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^{i+1} \frac{F^{(2i+2)}(l)}{\gamma^{2i+2}} + \gamma^2 \frac{1}{\gamma^2} \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i \frac{F^{(2i)}(l)}{\gamma^{2i}} = \\ - \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^{i+1} \frac{F^{(2i+2)}(l)}{\gamma^{2i+2}} + \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^{i+1} \frac{F^{(2i+2)}(l)}{\gamma^{2i+2}} + F(l) = F(l) \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

Budući da je lijeva strana jednaka desnoj strani, dokaz je završen.

PRILOG C

Pristup koji koristi King za postizanje boljih rezultata u bliskom polju sastoji se od dva koraka, prvi je pronaći poboljšano rješenje za sadašnji $I(l)$ i zatim ga upotrijebiti za izračunavanje polja $E_l(l)$ [15]:

$$I(l) = A_1 [\sin \left(\beta \left| l - \frac{L}{2} \right| \right) - \sin \left(\beta \frac{L}{2} \right)] + A_2 \left\{ \cos \left[\beta \left(l - \frac{L}{2} \right) \right] - \cos \left(\beta \frac{L}{2} \right) \right\} + A_3 \left\{ \cos \left[\frac{\beta \left(l - \frac{L}{2} \right)}{2} \right] - \cos \left(\frac{\beta L}{4} \right) \right\} \quad (\text{C.1})$$

A_1, A_2, A_3 su korigirajući koeficijenti koji se uklapanju u numeričko rješenje. Tražene veličine koje se pojavljuju u jednadžbi 31 računaju se na sljedeći način [15]:

$$\frac{\partial^2 I(l')}{\partial l^2} + \beta^2 I(l') = -\beta^2 A_1 \sin \beta \frac{L}{2} - \beta^2 A_2 \cos \beta \frac{L}{2} - \beta^2 A_3 \left[\cos \left(\frac{\beta L}{4} \right) - \frac{3}{4} \cos \left(\frac{\beta l'}{2} \right) \right] \quad (\text{C.2})$$

$$I'(0+) = -I'(0-) = \beta A_1 \quad (\text{C.3})$$

$$\frac{\partial I}{\partial l} \left(\frac{L}{2} \right) = -\frac{\partial I}{\partial l} \left(-\frac{L}{2} \right) = \beta A_1 \cos \beta \frac{L}{2} - \beta A_2 \sin \beta \frac{L}{2} - \frac{1}{2} \beta A_3 \sin \left(\frac{\beta L}{4} \right) \quad (\text{C.4})$$

Životopis

Petra Rašić, rođena u Mostaru 9. travnja 1991. godine, posvećena je znanstvenom istraživanju u području dozimetrije i elektromagnetskih polja. Doktorandica je na Fakultetu elektrotehnike, strojarstva i brodogradnje (FESB) Sveučilišta u Splitu, gdje je završila i diplomski studij 2014. godine, specijalizirajući se za komunikacijsko-informacijsku tehnologiju.

Njezin znanstveni interes primarno je usmjeren na područje dozimetrije i elektromagnetskih polja, s posebnim naglaskom na analizu izloženosti ljudskog tijela elektromagnetskim poljima koje generiraju sustavi bežičnog prijenosa energije. Kroz doktorski studij na FESBu, Sveučilišta u Splitu, istražuje elektromagnetske interakcije između visokofrekveničkih izvora i bioloških objekata, analizirajući kako različiti parametri sustava utječu na inducirana polja i struje unutar ljudskog tijela.

U svom radu koristi kombinaciju analitičkih metoda i numeričkih simulacija, istražujući mogućnosti primjene pojednostavljenih analitičkih modela za procjenu elektromagnetske izloženosti. Cilj njezinog istraživanja je razvoj efikasnih i pouzdanih metoda za procjenu izloženosti, što će doprinijeti boljem razumijevanju učinaka elektromagnetskih polja na ljudsko zdravlje te unaprjeđenju postojećih standarda zaštite od elektromagnetskog zračenja.

Curriculum Vitae

Petra Rašić, born in Mostar on April 9, 1991, is dedicated to scientific research in the field of dosimetry and electromagnetic fields. She is a doctoral student at the Faculty of Electrical Engineering, Mechanical Engineering and Naval Architecture (FESB) of the University of Split, where she also completed her master's degree in 2014, specializing in communication-information technology.

Her scientific interest is primarily focused on the field of dosimetry and electromagnetic fields, with a particular emphasis on the analysis of human body exposure to electromagnetic fields generated by wireless power transfer systems. Through her doctoral studies at FESB, University of Split, she investigates electromagnetic interactions between high-frequency sources and biological objects, analyzing how various system parameters affect induced fields and currents within the human body.

In her work, she uses a combination of analytical methods and numerical simulations, exploring the possibilities of applying simplified analytical models for the assessment of electromagnetic exposure. The aim of her research is to develop efficient and reliable methods for exposure assessment, which will contribute to a better understanding of the effects of electromagnetic fields on human health and to the improvement of existing standards for protection against electromagnetic radiation.