

Kontinuirani referentni model radijskoga kanala s višestrukim ulazima i izlazima temeljen na entitetima zraka.

Mataga, Nikola

Doctoral thesis / Disertacija

2019

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:168:378055>

Rights / Prava: [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2024-04-19**



Repository / Repozitorij:

[FER Repository - University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing repository](#)





Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Nikola Mataga

**KONTINUIRANI REFERENTNI MODEL RADIJSKOGA
KANALA S VIŠESTRUKIM ULAZIMA I IZLAZIMA
TEMELJEN NA ENTITETIMA ZRAKA**

DOKTORSKI RAD

Zagreb, 2019.



Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

NIKOLA MATAGA

**KONTINUIRANI REFERENTNI MODEL RADIJSKOGA
KANALA S VIŠESTRUKIM ULAZIMA I IZLAZIMA
TEMELJEN NA ENTITETIMA ZRAKA**

DOKTORSKI RAD

Mentor:
Prof. dr. sc. Radovan Zentner

Zagreb, 2019.



University of Zagreb
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTING

Nikola Mataga

**CONTINUOUS REFERENCE MODEL OF MULTIPLE-
INPUT-MULTIPLE-OUTPUT RADIO CHANNEL
BASED ON RAY ENTITIES**

DOCTORAL THESIS

Supervisor:
Professor Radovan Zentner, PhD

Zagreb, 2019.

Doktorski rad izrađen je na Sveučilištu u Zagrebu Fakultetu elektrotehnike i računarstva,
na Zavodu za radiokomunikacije.

Mentor: prof. dr. sc. Radovan Zentner

Doktorski rad ima: 222 stranice

Doktorski rad br.: _____

O MENTORU

Radovan Zentner rođen je u Zagrebu 1972. godine. Diplomirao je, magistrirao i doktorirao u polju elektrotehnike na Sveučilištu u Zagrebu Fakultetu elektrotehnike i računarstva (FER), 1994., 1998. odnosno 2002. godine. 2006. godine uspješno je završio "General Management Program" na Bledskoj školi za menadžment, Bled, Slovenija. Od veljače 1995. godine radi na Zavodu za radiokomunikacije FER-a. 2004. godine Hrvatski sabor ga imenuje članom Vijeća Hrvatske agencije za telekomunikacije. Od 2008. godine radi na Zavodu za radiokomunikacije FER-a kao docent, zatim od 2012. godine kao izvanredni, a od siječnja 2018. godine kao redoviti profesor. Sudjelovao je na pet znanstvenih projekata Ministarstva znanosti, obrazovanja i sporta Republike Hrvatske i šest EU COST projekta. Objavio je više od 40 radova u časopisima i zbornicima konferencija u području modeliranja radijskog kanala, sinteze antena i antenskih nizova, izrade prilagodnih mreža, te primjene i razvoja optimizacijskih postupaka. Prof. Zentner član je stručne udruge IEEE te je predsjednik Odjela za antene i širenje elektromagnetskih valova, a bio je i predsjednik zajedničkog Odjela AP & MTT Hrvatske sekcije IEEE. Sudjeluje kao recenzent u većem broju inozemnih časopisa te na mnogim konferencijama. Godine 1995. primio je brončanu plaketu "Josip Lončar" FER-a za posebno istaknut diplomski rad, 2003. srebrnu plaketu "Josip Lončar" FER-a za posebno istaknutu doktorsku disertaciju, a 2004. godine Državnu nagradu za znanost koju dodjeljuje Hrvatski sabor. Bio je finalist natjecanja IEEE AP-S Student Paper Contest tijekom konferencije 2003 IEEE International Antennas and Propagation Society Symposium and USCN/CNC/URSI North American Radio Science Meeting, Columbus, Ohio.

Radovan Zentner was born in Zagreb in 1972. He received B.Sc., M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing (FER), Zagreb, Croatia, in 1994, 1998 and 2002, respectively. In 2006 he successfully finished "General Management Program" at Bled School of Management in Bled, Slovenia. From February 1995 he is working at the Department of wireless communications at FER. In 2004 he was appointed Council Member in Croatian Telecommunications Agency by Croatian Parliament. Since 2008 he is employed at the Department of wireless communications at FER as Assistant Professor, since 2012 as Associate and since January 2018 as Full Professor. He participated in 5 scientific projects financed by the Ministry of Science, Education and Sports of the Republic of Croatia and 6 EU COST projects. He published more than 40 papers in journals and conference proceedings in the area of radio channel modelling, antenna and antenna array synthesis, matching network synthesis and optimisation techniques application and development. Prof. Zentner is a member of IEEE and President of Antennas and propagation Chapter and past President of Joint AP & MTT Chapter in IEEE Croatia section. He serves as a technical reviewer for various international journals and scientific conferences. He received bronze medal "Josip Lončar" from FER for outstanding bachelor thesis, silver medal "Josip Lončar" for outstanding Ph.D. thesis in 2002 and State Science Award by Croatian Parliament in 2004. He was finalist of the IEEE AP-S Student Paper Contest at 2003 IEEE International Antennas and Propagation Society Symposium and USCN/CNC/URSI North American Radio Science Meeting, Columbus, Ohio.

ZAHVALA

Ovu zahvalu pišem dva mjeseca nakon obrane doktorata jer 2019. godina bila je zaista vrlo izazovna pa sam nekako prirodno i neplanirano uzeo dulju pauzu da napunim baterije za nove poslovne i životne izazove. 2019. je svakako i vrlo uspješna godina privatno, poslovno i znanstveno jer je okrunjena sa uspješnom obranom doktorata.

Prvi kome se želim zahvaliti je moja majka koja me još od malih nogu usadila ljubav za učenjem, čitanjem, tehnikom i inženjerstvom. Bila je velika podrška i prije samog početka kao i cijelim tijekom mog znanstvenog rada.

Moram se zahvaliti mojem mentoru i dragom prijatelju prof. Radovanu Zentneru. Njegov doprinos mojem znanstvenom putu i ovoj disertaciji je nemjerljiv. Bio je idealan mentor koji je znao naći balans između pomoći i inicijative, bio je pun ideja i znanja, a ujedno vrlo strpljiv te pun razumijevanja za moja brojna pitanja.

Veliko hvala ide i mojoj Martini koja mi je bila podrška cijelo vrijeme, a posebno zadnjih nekoliko mjeseci intenzivnog rada na disertaciji. Hvala i mojoj djeci Tomislavu i Riti, dodatno su mi osvjestili važnost i vrijednost svake minute i svakog sata i siguran sam da ćemo sada imati više vremena za zajedničko druženje, čitanje i igru.

Hvala i svim članovima povjerenstva za obranu, a posebno mojem mentoru na diplomskom studiju profesoru Šipušu, kolegici Ani te brojnim drugim članovima Zavoda. Hvala i mojim sestrama i bratu koji su mi bili podrška i oslonac te hvala mojim kolegama i dragim prijateljima u tvrtci Micro-link, a posebno Lani i Ivani. Hvala mojim prijateljima na diskusijama i potpori.

Ono što mogu napisati za kraj je da sam jako ponosan na ovu disertaciju i na vrijeme provedeno u učenju, istraživanju, osobnom razvoju te pisanju članaka i konstruktivnim raspravama sa Radovanom. Vjerujem da će ovaj rad biti mali doprinos u modeliranju referentnih kanala i da će otvoriti prostor za neka daljnja istraživanja.

Rad posvećujem onima koji su uvijek vjerovali u mene, mojim roditeljima.

SAŽETAK

Trendovi i tehnologije u telekomunikacijama i radijskim komunikacijama ubrzano se razvijaju. Danas se već naširoko priča o implementaciji mobilnih sustava pete generacije (5G) koji nisu samo u fokusu inženjera i znanstvenika već i velikih tvrtki i svjetskih vlada. Neki od izazova 5G sustava su modeliranje za milimetarsko frekvencijsko područje, veliki kapacitet, masivni MIMO sustavi, jako veliki broj konekcija, niske latencije, modeliranje komunikacije uređaj-uređaj gdje oba uređaja ili vozila mogu biti mobilna, modeliranje prostora s velikim brojem ljudi i modeliranje niske potrošnje energije. Jedan od odgovora na ovakve izazove je i deterministički model kanala baziran na entitetima zraka.

Ovaj rad opisuje kontinuirani referentni model mobilnog MIMO kanala koji, iako je proizašao iz diskretnih simulacija metodom slijeđenja zrake (engl. ray-tracing, RT), zapravo se temelji na konceptu entiteta zrake koji je ključan kako bi se dobila kontinuiranost i prostorna konzistentnost. Prostorna konzistentnost je vrlo bitna za 5G kao i bilo koji drugi MIMO sustav, budući da klasični stohastički bazirani modeli kanala ne osiguravaju prostornu konzistentnost. Deterministički referentni modeli kanala koriste se za testiranje i komparaciju novih radijskih sustava, a specifični su jer se za razliku od dosada dominantno korištenih stohastičkih modela baziraju na direktnoj fizikalnoj slici. Model u ovom radu temelji se na konceptu entiteta zrake, skupu zraka koje istim redoslijedom prolaze istu seriju interakcija s okolinom, a omogućuje kontinuiranu interpolaciju, prostornu konzistentnost kanala i značajno smanjenje potrebe za memorijom.

Za ostvarenje determinističkog modela kanala razrađeni su tipovi entiteta zrake, razvijena je formula za prijenosnu matricu RT SISO kanala, a razrađen je i algoritam za određivanje i pohranu područja vidljivosti entiteta zrake. Razvijen je algoritam za enkodiranje podataka u zrake te za enkodiranje iz entiteta u proizvoljnu rutu na enkodiranom području. Finalno je formula za prijenosnu funkciju RT SISO kanala poopćena na prijenosnu matricu MIMO kanala, temeljem nje izračunat je MIMO kapacitet, a razvijen je i koncept i algoritam proizvoljne rotacije antena kako bi se proizvoljno orijentirana antena mogla implementirati u model. Iako je sam model (back-end) razvijen, sljedeći koraci su razvoj grafičkog sučelja (front-end) kako bi korisnik mogao definirati scenarije, rute, antene i radijske sustave za testiranje u ovom simulatoru kanala.

Ključni pojmovi: referentni model kanala, deterministički model kanala, metoda slijeđenja zrake, koncept entiteta zraka, tipovi entiteta zraka, područje vidljivosti entiteta zraka, enkodiranje zraka u entitete, dekodiranje iz entiteta u zrake, kontinuiranost, prostorna konzistentnost, kompresija i interpolacija, Jonesova matrica theta i phi polja, MIMO prijenosna matrica kanala, MIMO kapacitet, proizvoljne rotacija dijagrama zračenja antene

ABSTRACT

The deterministic reference MIMO channel models are used for the standardized comparison and testing of mobile communication systems with one or more antennas before they are manufactured i.e. these models are used in reference cases. Reference models should be distinguished from those used by radio planners while planning radio signal coverage, base station placement optimization, and capacity, availability, or interference planning. Reference channels allow you to modify the RF design parameters before producing a radio device prototype, as well as reduce the costs of the development of new radio systems because there is no need to do expensive measurements campaigns. The deterministic reference channel model can model arbitrary coding and modulation schemes, transmitter power and receive signal levels, noise levels, resistance to fading and spectral efficiency, various types of antennas, antenna arrays and antenna elements, and especially to properly test MIMO antenna systems. This dissertation is based on the deterministic reference MIMO channel model based on the concept of ray entities.

This dissertation is divided into five main chapters, where the first chapter starts with an overview of electromagnetic wave propagation mechanisms. The second chapter provides an overview of existing channel models, starting from simple path loss models, empirical models, through more simple or complex stochastic channel models, up to the deterministic channel models. The third chapter introduces the concept of ray entities, defines the architecture of the model, elaborates all the used ray entity types, and defines the transfer function of the RT SISO channel model. The fourth chapter defines the visibility area of the ray entities, provides the method of encoding from rays into ray entities, and the method of decoding from ray entities to the rays on the arbitrary route defined in the encoded area. The last, fifth chapter generalizes the transfer function to the MIMO transfer function matrix, provides a calculation of the MIMO channel capacity, includes the arbitrary rotation of the antennas for the model, and works out the plan to make MIMO radio channel simulator application (front-end) with a graphical user interface.

The first chapter describes the types of propagation of the electromagnetic wave: line-of-sight propagation, diffuse scattering, diffraction, reflection and transmission. Formulas are given for planar, cylindrical and spherical wave. This chapter gives an overview of the geometric propagation theory with geometric diffraction theory. Formulas for free space propagation,

reflection, refraction and transmission with coefficients are given with the lossless and with the lossy media case. Apart from diffuse scattering, the diffraction formulas are given together with the diffraction coefficients. Additionally, formulas are given for the knife edge diffraction and for the diffraction modelling with Keller's cone diffraction.

The second chapter gives an overview of general channel types such as stored measurements, deterministic models and stochastic models. Additionally, another division to physical, analytical and standardized models is given. First, narrowband channel models such as Pathloss model, Okumura Hata model, COST 231 Walfish Ikegami and Motley-Kenan channel models are described. Then, broadband channel models are described: tapped delay line model, power-delay profile model and cluster based models such as Δ -K and Saleh-Valenzuela model. Afterwards, directional models are given: Angular dispersion at the Base station, Angular dispersion at the Mobile station, Polarization models and MIMO models. Finally, standardized radio channel models are described in more details: IEEE 802.11 models, 3GPP models, Winner I and II model, COST 259, 273 and 2100 models, ITU models and METIS model. There is a thorough description of the new METIS model with both versions, first a classical geometrical stochastic based reference channel model, and second a deterministic map based model. In the last part of the chapter the deterministic channel models are described where ray launching and ray tracing methods are described and compared. There is a part describing ray tracing simulator from University of Bologna that was used during the research period and while making this dissertation.

The third chapter starts with an overview of the concept and the structure of the ray entity, defines where the virtual transmitter is located, and several RT test routes are shown with ray properties and statistics. The detection method from rays to entities is shown with examples. An example of storing receive signal strength per route is given in the form of polynomial interpolation, which will later be replaced with storage of 2D. For 2D area an electric field is used and interpolated instead of the received signal strength. In the second subsection the architecture of the deterministic reference channel model is given with the flow chart of all major building blocks of this channel model. A method for determining which point on the route belongs to which receiver and therefore to which entity is also described and illustrated.

The third subsection defines entity types and shows information that is required for encoding from rays to ray entities. These seven types are: direct ray (line of sight), one reflection,

two reflections, one diffraction, two diffractions, one reflection followed by one diffraction and finally one diffraction followed by one reflection. For all seven entity types, formulas are given which describe how to encode to ray entities and how to later decode to get ray distance, delay, incoming azimuth and elevation angles, outgoing azimuth and elevation angles. Together with the corresponding formula, an outline and side view of these seven entity types is depicted. There is a specific procedure for double interactions with one diffraction and one reflection which reduces the two interactions to one interaction by mirroring the Tx or Rx with regards to the reflection wall. The last fourth subsection give a transfer formula for the RT SISO channel and it starts by using two excitations where one excitation is phi-polarized and the other is theta-polarized. The two excitations are necessary to simulate an arbitrary antenna which is to be used in the channel simulator. A transfer function for an individual RT simulated propagation case is given with defined multiple rays, a Jones electric field matrix, a radiation pattern of the receiving and transmitting antennas, a phase shift factor, and the influence of ray length (delay).

The fourth chapter consists of three key parts which are additionally three scientific contributions. The first contribution is an algorithm for determining and storing the ray entity visibility area and the detection method of all current ray entities in one point or in an area. Here, several methods are elaborated and finally only the raster method is chosen. By using the raster method, ray entities are assigned to each simulated receiver, a process which doesn't require big amounts of memory and it has the lowest CPU usage (quickest) to be used during the encoding and decoding. The test environment with three buildings is presented and on this test environment the RT simulations are done. This environment and RT simulations are described in details since on this environment most of the concepts of the dissertation are presented. Then a flowchart diagram of the algorithm for storing the ray entity visibility area is presented together with the graphs with ray entity and ray statistics. Finally, a segment of the ray entity visibility area is shown together with the 2D area where each entity type is visible.

Second subsection and second contribution is the method of encoding from rays into ray entities, where a process and flowchart diagram have been elaborated with the necessary calculations and transformations. In this part a conversion from Cartesian coordinates (used by RT simulator) to spherical ones required for the channel model is done. The corresponding entity types for all 59 ray entities in the test simulation are shown together with the printout of the matrix that

stores these entities. The process of interpolation of Jones matrix coefficients is shown. Interpolation is necessary to reduce the ray entity defined with an electrical field on a xy grid (2D area) to the set of interpolation coefficients. Here, several graphs comparing RT simulated electric field values and the interpolates of these values are also given. A third contribution and the third subsection is the method of decoding from ray entities back into rays during which the process and flowchart diagram for an arbitrary route is shown. The final fourth subsection gives a comparison of memory necessary for storing rays with the memory for storing ray entities. For the test route average reduction in needed storage is 20,76 times which leads to the clear conclusion that it is significantly more economical to store ray entities instead of standard RT storing of rays.

The fifth chapter provides an introduction and description of the MIMO concept and the MIMO channel, where MIMO channel matrix is given together with the formula for the calculation of channel capacity. Then the parallel decomposition to singular values (eigenvalues) is given. What follows is the fourth contribution, a generalization of the RT SISO channel transfer function to the MIMO channel transfer matrix by using the plane wave assumption. Due to plane wave assumption the phase shifts of the individual MIMO antennas elements can be easily obtained by using cross product of the vector from the phase center to the individual element with the vector of the direction of arrival (DoA) or direction of departure (DoD) for each ray. Then by using the transfer formula for the RT SISO channel, a process has been elaborated that describes how to obtain a MIMO transfer channel matrix for the arbitrary route and there is a step-by-step process how to implement the MIMO channel model. The third subsection of the chapter gives theoretical background and formulas to calculate MIMO channel capacity depending whether the channel is known by the transmitter, by the receiver or for the case when both transmitter and receiver don't have information about the channel.

Then real RT and ray entity simulations are performed for the selected route where a 2x2 MIMO antenna array or 4x4 MIMO antenna array are used and a signal to noise ratio of 5 dB, 10 dB or 20 dB is considered. The results of these simulations are several graphs and diagrams from where the MIMO capacity can be observed depending upon the antenna type, signal to noise ratio but also depending upon the received power level and the number of rays along the route. The fourth section of the chapter provides detailed formulas together with an algorithm and 3D representations how to rotate a 3D complex radiation pattern for a particular RT simulated channel.

For the purpose of rotation, once again the conversion from spherical to square (Cartesian) coordinates is made. Here, an interesting inverse method is proposed that solves the issue that comes naturally when rotating the pattern which has points that are not uniformly separated i.e. the points are denser on poles and less dense on the equator of the imagined 3D Poincare sphere. An implementation flow chart diagram is also shown and formulas are given for rotations. For the test dipole antenna and for rotations of 20° , 45° , and 90° . 3D figures with radiation patterns for theta component, phi component and for total theta and phi components are shown. The last fifth subsection provides an overview of the work yet to be done as well as a plan for developing a front-end (graphical interface) for the developed MIMO radio channel simulator (back-end). The method has the following input parameters: scenario selection, route definition, selection of transmit antennas (array), selection of receive antennas (array), total transmitter power and receiver noise level.

It should be noted that two additional segments are extracted from the body of work and put in the Appendix. These two segments are a more detailed description of the ray tracing simulator used throughout the thesis and a more detailed description of the local regression method used to interpolate the Jones matrix coefficients from discrete rays into 2D areas i.e. ray entities.

Key concepts: reference channel model, deterministic channel model, ray tracing, ray entity concept, ray entity types, ray entity visibility area, encoding rays into entities, decoding from entities into rays, continuity, spatial consistency, compression and interpolation, Jones matrix of theta and phi electric field, MIMO transfer channel matrix, MIMO capacity, arbitrary rotation of antenna radiation pattern

SADRŽAJ

UVOD	1
1 MEHANIZMI RASPROSTIRANJA ELEKTROMAGNETSKOG VALA.....	5
1.1. Geometrijska teorija rasprostiranja.....	5
1.2. Ravni, cilindrični i kuglasti val	9
1.3. Rasprostiranje slobodnim prostorom.....	11
1.4. Refleksija, refrakcija i transmisija	12
1.4.1 Medij s gubitcima.....	16
1.4.2 Tipični koeficijenti refleksije i prijenosa	17
1.5. Difuzno raspršenje od neravne površine.....	19
1.6. Geometrijska optika	21
1.7. Difrakcija	24
1.7.1 Jedna difrakcija o oštricu noža	25
1.7.2 Ostale difraktirajuće prepreke: Geometrijska teorija difrakcije	29
2 PREGLED MODELA RADIJSKOG KANALA	35
2.1. Uvod	35
2.2. Empirijski i stohastički modeli radijskog kanala	38
2.2.1 Ukopojasni modeli kanala	38
2.2.2 Modeli gubitaka prijenosa (Pathloss).....	39
2.2.3 Širokopojasni modeli.....	41
2.2.4 Usmjereni modeli kanala.....	45
2.3. Standardizirani modeli radijskog kanala	49
2.3.1 Unutarnji stohastički bazirani RCM.....	53
2.3.2 Vanjski stohastički bazirani RCM.....	55
2.3.3 METIS model kanala	65
2.4. Deterministički modeli radijskog kanala	72

2.4.1	Metode lansiranje i slijeđenja zraka	73
2.4.2	Učinkovitost metoda lansiranja i slijeđenja zrake	75
2.4.3	Simulator slijeđenja zrake	76

3 DETERMINISTIČKI REFERENTNI MODEL KANALA TEMELJEN NA ENTITETIMA ZRAKA 79

3.1.	<i>Uvod i koncept entiteta zraka.....</i>	79
3.1.1	Entitet zraka i virtualni izvori.....	80
3.1.2	Detekcija entiteta zraka iz rezultata RT simulacija	85
3.1.3	Interpolacija RT rezultata korištenjem entiteta zraka	90
3.2.	<i>Arhitektura determinističkog referentnog modela baziranog na metodi slijeđenja zrake</i>	93
3.3.	<i>Tipovi entiteta zraka i informacije nužne za dekodiranje</i>	97
3.3.1	Izravna zraka	99
3.3.2	Jedna refleksija	101
3.3.3	Dvije refleksije	103
3.3.4	Jedna difrakcija	106
3.3.5	Dvije difrakcije.....	108
3.3.6	Jedna difrakcija pa jedna refleksija	111
3.3.7	Jedna refleksija pa jedna difrakcija	114
3.4.	<i>Prijenosna matrica RT SISO kanala</i>	118
3.4.1	Uvod	118
3.4.2	Formulacija polja dobivenog simulacijom slijeđenje zrake	118
3.4.3	Antene kod odašiljača	119
3.4.4	Rasprostiranje kroz medij u kanalu: polje, snaga, kašnjenje i faza na prijamniku	120
3.4.5	Prijamna antena, prijamni signal i prijenosna funkcija	123

4 PODRUČJE VIDLJIVOSTI ENTITETA I METODE ENKODIRANJA I DEKODIRANJA 124

4.1. Algoritam za određivanje i pohranu područja vidljivosti entiteta zraka te metoda detekcije svih prisutnih entiteta.....	124
4.1.1 Područje vidljivosti entiteta zraka	124
4.1.2 Načini pohrane područja vidljivosti entiteta	126
4.1.3 Algoritamski dijagram toka i prikaz matrice vidljivosti na testnom okruženju	128
4.2. Metoda enkodiranja podataka o zrakama u podatke o entitetima zraka	136
4.2.1. Obrada zraka i konverzija u sferne koordinate prije enkodiranja	136
4.2.2. Proces enkodiranja zraka.....	137
4.2.3. Interpolacija koeficijenata Jonesove matrice korištenjem lokalno ponderirane linearne regresije	145
4.2.4. Interpolacija koeficijenata polja na testnom okruženju, analiza i prikaz više vrsta interpolata	146
4.3. Metoda dekodiranja entiteta zraka u podatke o zrakama.....	150
4.4. Komparacija pohrane zraka u odnosu na pohranu entiteta zraka i zaključak	157
5 MODELIRANJE MIMO SUSTAVA KORISTEĆI DETERMINISTIČKI REFERENTNI MODEL KANALA BAZIRAN NA ENTITETIMA ZRAKA.....	162
5.1. Uvod i opis MIMO koncepta i kanala	162
5.1.1. Paralelna dekompozicija MIMO kanala.....	164
5.2. Poopćenje prijenosne matrice RT SISO kanala na MIMO model kanala	166
5.2.1. Implementacija modela	169
5.3. Kapacitet MIMO kanala.....	170
5.3.1 Kapacitet MIMO kanala temeljenog na entitetima zraka.....	173
5.4. Proizvoljna rotacija antena u globalnim koordinatama za modele radijskog kanala temeljene na entitetima zraka.....	177
5.4.1. Prijenosna matrica RT simuliranog MIMO radijskog kanala	177
5.4.2. Definicija izvornog i ciljanog formata dijagrama zračenja.....	178
5.4.3. Koordinatni sustav.....	180
5.4.4. Algoritam za dobivanje rotiranog dijagrama zračenja	182

5.4.5. Problem interpolacije rotiranog kuglastog dijagrama zračenja i rješenje u vidu novog algoritma.....	183
5.4.6. Implementacijski dijagram toka u Matlabu i prikaz rotacije dijagrama zračenja dipola	186
5.5. <i>Daljnji rad, plan izrade aplikacije simulatora MIMO radio kanala</i>	190
6. ZAKLJUČAK.....	192
7. DODATAK	193
7.1. <i>Simulator slijeđenja zrake</i>	193
7.1.1. Ulazni podaci i format baze podataka	193
7.1.2. Algoritam i izgradnja stabla vidljivosti zrake	195
7.1.3. Praćenje zrake unatrag i izlazni podaci	199
7.1.4. Utjecaj parametara na računalnu složenost i korišteni parametri za konkretne simulacije	204
7.2. <i>Interpolacija 2D - lokalna metoda regresije</i>	205
7.2.1. Robusna lokalna regresija	207
POPIS LITERATURE.....	209
POPIS KRATICA	218
ŽIVOTOPIS.....	219
POPIS RADOVA.....	220
CURRICULUM VITAE	222

UVOD

Upotrebljivi deterministički referentni model MIMO kanala služe za standardiziranu usporedbu i testiranje pokretnih komunikacijskih sustava s jednom ili više antena prije nego se proizvedu tj. koriste se kao referentni slučajevi. Referentne modele treba razlikovati od modela koje koriste radijski planeri prilikom planiranja pokrivanja signalom, optimiziranje smještaja radijskih uređaja, kapaciteta, raspoloživosti ili interferencije. Referentni kanali omogućuju izmjenu parametara dizajna prije proizvodnje prototipa radijskih uređaja, kao i uštede kod razvoja novih radijskih sustava zato što nije potrebno raditi skupa mjerenja. Referentnim modelom se modeliraju proizvoljne kodne i modulacijske sheme, snage i prijamne razine, razine šuma, otpornost na fading i spektralna učinkovitost, razni broj elemenata i tipova antena i antenskih nizova, a posebno MIMO antenskih sustava. U ovom radu obrađen je deterministički referentni model MIMO kanala koji se temelji na konceptu entiteta zraka.

Ovaj rad dijeli se na pet glavnih poglavlja gdje je u prvom poglavlju dan pregled mehanizama rasprostiranja elektromagnetskog vala. Drugo poglavlje daje pregled postojećih modela kanala počevši od jednostavnih modela gubitaka trase preko kompleksnih stohastički baziranih modela kanala, METIS modela kanala pa sve do determinističkih modela kanala na kojima se temelji ova disertacija. Treće poglavlje uvodi koncept entiteta zraka, definira arhitekturu modela, razrađuje sve obrađene tipove entiteta zraka te definira prijenosnu funkciju RT SISO modela kanala. Zatim slijedi četvrto poglavlje koje definira područje vidljivosti entiteta zraka, daje metodu enkodiranja iz zraka u entitete zraka te finalno metodu dekodiranja iz entiteta zraka u proizvoljnu rutu na enkodiranom području. Zadnje peto poglavlje poopćava prijenosnu funkciju na MIMO model kanala, daje izračun kapaciteta MIMO kanala, razrađuje proizvoljnu rotaciju antena za model i plan izrade aplikacije simulatora MIMO radio kanala sa grafičkim sučeljem.

Prvo poglavlje je pregledno poglavlje koje opisuje načine rasprostiranja elektromagnetskog vala: direktna zraka, difuzno raspršenje, difrakcija, refleksija i transmisija. Poglavlje daje pregled geometrijske teorije rasprostiranja s geometrijskom teorijom difrakcije. Dane su formule za rasprostiranje slobodnim prostorom, refleksiju, refrakciju i transmisiju s koeficijentima kao i za slučaj medija s gubicima. Obrađeno je modeliranje difuznog raspršenja kao i difrakcija s koeficijentima i formulama Kellerovog stošca.

Drugo poglavlje u uvodnom dijelu daje pregled tipova kanala poput pohranjenih mjerenja, determinističkih modela i stohastičkih modela ili drugu podjelu na fizičke, analitičke i standardizirane modele. Opisani su uskopojasni modeli kanala poput pathloss modela, Okomura Hata modela, COST 231 modela i Motley-Kenan modela kanala. Zatim su opisani širokopojasni modeli kanala: model linije za kašnjenje, model za profil snaga-kašnjenje te Δ i Saleh-Valenzuela model. Detaljnije su opisani standardizirani modeli radijskog kanala: IEEE 802.11 serija modela, 3GPP modeli, Winner I i II modeli, COST 259, 273 i 2100 modeli, ITU modeli i METIS model. Opisan je i deterministički model kanala.

Treće poglavlje u samom uvodu daje pregled koncepta i izgled entiteta zraka, definira gdje se nalazi virtualni izvor, dan je prikaz nekoliko RT testnih ruta i opisana su svojstva i statistike. Tu se daje i primjer pohrane snage rute u vidu polinomne interpolacije što će kasnije biti zamijenjeno pohranom 2D područja i električnog polja. Drugo potpoglavljje definira tipove entiteta i prikazuju informacije koje su potrebne za enkodiranje. Za svih sedam tipova entiteta dane su formule kako enkodirati i dekodirati udaljenost, kašnjenje, dolazni azimutalni i elevacijski kut kao i odlazni azimutalni i elevacijski kut, a prikazane su i tlocrtne i bočne sheme navedenih tipova. Zadnje potpoglavljje koristi dvije pobude sa ϕ i θ komponentama kako bi simuliralo proizvoljnu antenu koja bi se koristila u simulatoru, rezultat čega je Jonesova 2x2 matrica. Dana je i prijenosna funkcija za pojedini RT simulirani slučaj rasprostiranja koja definira više zraka, Jonesovu matricu električnog polja, dijagram zračenje prijamne i odašiljačke antene, faktor pomaka faze te utjecaj duljine zrake.

Četvrto poglavlje se sastoji od tri ključna dijela koja su ujedno i tri znanstvena doprinosa. **Prvi** doprinos je algoritam za određivanje i pohranu područja vidljivosti entiteta zraka te metoda detekcije svih prisutnih entiteta. Prikazano je testno okruženje na kojem su izvršene RT simulacije, prikazan je dijagram toka algoritma i prikazane su statistike zraka i entiteta. Prikazan je isječak područja vidljivosti kao i 2D prikaz gdje su pojedini tipovi entiteta vidljivi. **Drugi** doprinos je sama metoda enkodiranja u podatke o entitetima zraka gdje je razrađen proces i dijagram toka koji opisuje potrebne proračune i transformacije poput primjerice konverzije iz kartezijskih koordinata (RT) u sferne potrebne za model kanala. Prikazani su pripadajući tipovi entiteta za svih 59 entiteta ispitne simulacije kao i ispis *entity* matrice. Prikazan je proces interpolacije koeficijenata Jonesove matrice koja je nužna kako bi se entitet definiran na nekom 2D području sveo na podatak u vidu

skupa interpolacijskih koeficijenata. Dani su i prikazi koji kompariraju RT simulirane rezultate i njihove interpolate. **Treći** doprinos je metoda dekodiranja entiteta u zrake prilikom čega je razrađen proces i dijagram toka dekodiranja za proizvoljnu rutu. Četvrto potpoglavlje daje komparaciju pohrane zraka u odnosu na pohranu entiteta zraka što dovodi do jasnog zaključka da je znatno ekonomičnije pohranjivati entitete zraka.

Peto poglavlje daje uvod i opis MIMO koncepta i kanala gdje se objašnjava paralelno rastavljanje na singularne (jedinične) vrijednosti nakon čega slijedi i četvrti doprinos, a to je poopćenje prijenosne matrice RT SISO kanala na MIMO model kanala koje je izvršeno pretpostavkom ravnog vala. Na ovaj način se fazni pomaci pojedinih elemenata dobivaju vektorskim množenjem vektora iz faznog centra do pojedinog elementa i vektora smjera dolaska (DoA) ili smjera odlaska (DoD) zrake. Razrađen je i proces kako se implementira model da bi se dobio odziv MIMO kanala na nekoj proizvoljnoj rutu. Treće potpoglavlje daje opis kapaciteta MIMO kanala, a izvršene su i realne simulacije kapaciteta za odabranu rutu i primjenu 2x2 MIMO antenskog niza ili 4x4 antenskog niza te odnos signal/šum od 5, 10 ili 20 dB. Četvrto potpoglavlje daje detaljne formule, algoritam i 3D prikaze kako rotirati 3D kompleksni dijagram zračenja za konkretan RT simulirani kanal. Za testnu dipol antenu izvršene su rotacije za theta i phi komponentu kao i ukupni theta+phi dijagram zračenja, a izvršene su i rotacije za 20°, 45° i 90°. Zadnje peto potpoglavlje daje pregled daljnjeg rada kao i plan izrade aplikacije simulatora MIMO radio kanala koji je u tijeku.

Treba spomenuti da su dva segmenta izdvojena u Dodatak, a to su detaljniji opis korištenog simulatora slijeđenja zrake, kao i detaljniji opis metode lokalne regresije koja se koristi za interpolaciju koeficijenata Jonesove matrice iz pojedinih diskretnih zraka u 2D područje tj entitete zraka.

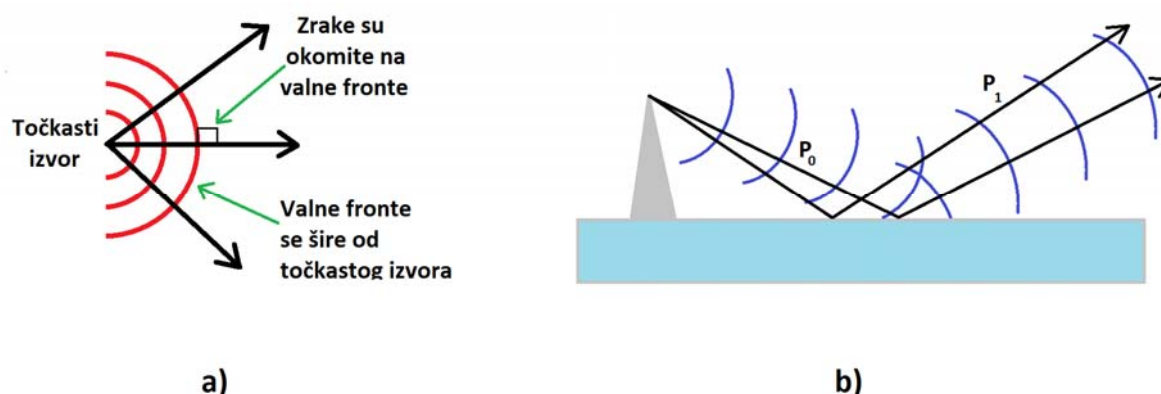
1 MEHANIZMI RASPROSTIRANJA ELEKTROMAGNETSKOG VALA

1.1. Geometrijska teorija rasprostiranja

Geometrijska teorija propagacije, u daljnjem tekstu rasprostiranja iako se koristi i izraz širenja, koristi se kada se širenje elektromagnetskog vala događa u području s većim brojem prepreka. Ovaj rad se u značajnoj mjeri bazira na geometrijskoj teoriji rasprostiranja kao i rezultatima dobivenim metodom slijeđenja zrake (engl. Ray Tracing – RT) korištenjem softvera za slijeđenje zrake razvijenom na Sveučilištu u Bologni [1]. RT softver koristi 3D karte gradova koje predstavljaju prepreke na koje nailazi elektromagnetski (EM) val u vidu zidova zgrada i okomitih i horizontalnih bridova zgrada na kojima se zrake EM vala raspršuju, reflektiraju ili ogibaju.

U skladu s [2], [3], [4] geometrijska teorija rasprostiranja je proširenje geometrijske optike (engl. Geometrical Optics – GO) i nije ograničena na optičke frekvencije. Kao i geometrijska optika odgovara asimptotskoj, visokofrekventnoj aproksimaciji osnovne elektromagnetske teorije i temelji se na konceptu zraka. Budući da korištenjem koncepata geometrijske optike nije moguće računati polje dobiveno difrakcijom, nužno je koristiti Geometrijsku teoriju difrakcije (engl. Geometrical Theory of Diffraction - GTD). Kombinaciju geometrijske optike i geometrijske teorije difrakcije (GO + GD) primijenjenu na širenje EM valova nazivamo geometrijska teorija rasprostiranja. Geometrijska teorija rasprostiranja je osnova na kojoj počiva deterministički model radijskog kanala baziran na rasprostiranju zraka kao i ovaj rad.

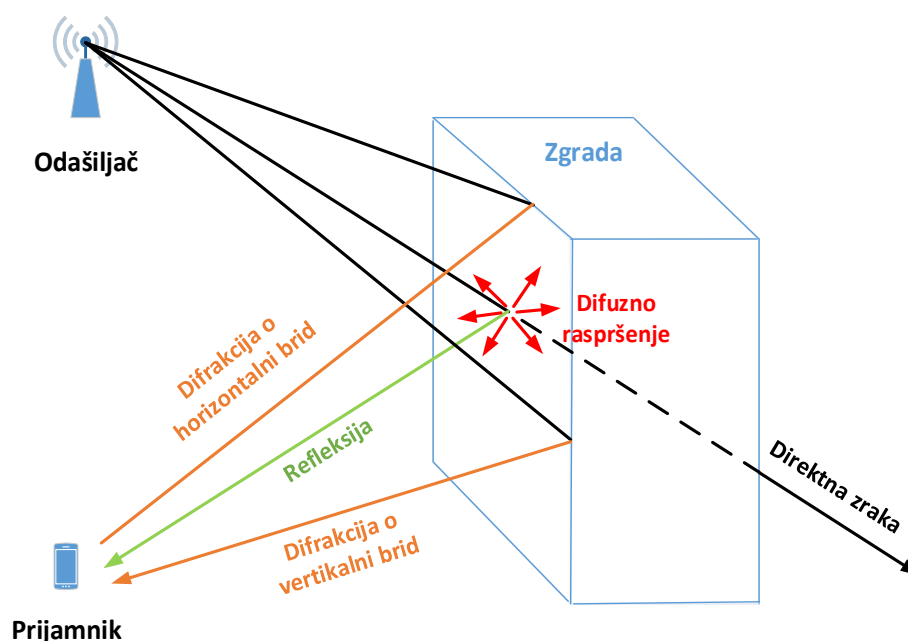
Kako bi opisali zraku prvo je potrebno definirati valnu frontu kao površinu gdje elektromagnetsko polje ima jednaku fazu. S tim u skladu, u odnosu na val koji se širi, zraka je svaka krivulja koja je svugdje okomita na valnu frontu. Zraka je ujedno i put kojim se val kreće što se jasno može vidjeti na Slici 1.1a i b [4].



Slika 1.1 Prikaz a) širenja kuglastog vala iz točkastog izvora i zraka okomitih na valne fronte i b) reflektiranog kuglastog (sfernog) vala i zraka koje su pravocrtne po dijelovima

Poglavlje 1. ovog rada dat će pregled vrsta rasprostiranja tj. više načina na koji se elektromagnetski val može širiti (rasprostirati). Osnovni način širenja vala je rasprostiranje slobodnim prostorom bez prepreka, iako u praksi najčešće nailazimo na razne dielektrične ili vodljive prepreke tj. objekte interakcije na putu od odašiljača (Tx) do prijamnika (Rx). Zbog rubnih efekata na granicama između zraka i zgrada ili manjih objekata interakcije poput stabala ili automobila, val može promijeniti amplitudu, fazu ili smjer rasprostiranja.

Poglavlje 1. ovog rada detaljnije će opisati rasprostiranje slobodnim prostorom odnosno direktnu zraku, refleksiju, difuzno raspršenje te difrakciju. Na Slici 1.2 nalazi se zoran prikaz navedenih vrsta interakcije s preprekama: refleksija, difrakcija na horizontalnom ili vertikalnom bridu (rubu), difuzno raspršenje i direktna zraka.



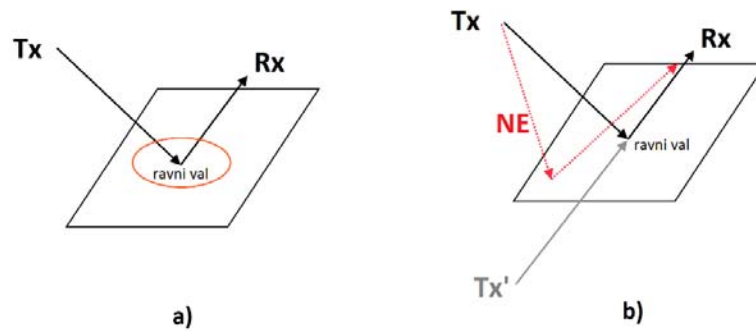
Slika 1.2 Prikaz direktne zrake, refleksije, difrakcije i difuznog raspršenja elektromagnetskog vala [4]

Geometrijska teorija rasprostiranja temelji se na skupu zraka (i pripadajućem električnom polju) koje su u interakciji sa zidovima ili rubovima zgrada [4]. U sklopu RT simulacija slijedi se zraka i računaju geometrijska svojstva kao i električno polje zrake u svakoj interakcijskoj točki i u točki prijamnika.

Za predviđanje ishoda interakcija s preprekama uzduž trajektorije koriste se dva osnovna principa geometrijske teorije rasprostiranja: princip lokalnog polja za interakcije i Fermatov princip za trajektorije.

Princip lokalnog polja se temelji na činjenici da polje reflektirane, difraktirane ili prenesene zrake ovisi samo o elektromagnetskim i geometrijskim svojstvima prepreke u blizini točke interakcije kako se može vidjeti na Slici 1.3a Fermatov princip temelji se na načelu da je trajektorija zrake uvijek takva da se minimizira ukupni put zrake kako se može vidjeti na Slici 1.3b.

Svaka zraka može proći kroz više interakcija što rezultira poligonalnom linijom i odgovarajućim koeficijentima interakcije nakon čega se primjenjuje odgovarajući faktor proširenja za cjelokupnu trasu zrake. Pritom se za difrakciju mijenjaju oblik faktora proširenja zrake, dok se za refleksiju i direktnu zraku isti faktor ne mijenja.



Slika 1.3 Prikaz principa lokalnog polja (a) i Fermatovog principa (b) [4]

Na nekoj poziciji P mobilne stanice unutar prostora pokrivanja bazne stanice ukupno polje se računa koherentnim vektorskim zbrajanjem polja svih zraka koja dolaze do P prema formuli:

1.1

Snimanjem trajektorije zrake dobivaju se podaci o kašnjenju kao i podaci o kutovima odlaska i dolaska:

- Ukupna duljina razmotane zrake

— - Kašnjenje rasprostiranja 1.2

$\equiv$, - Kutovi odlaska (AoD)

$\equiv$, - Kutovi dolaska (AoA)

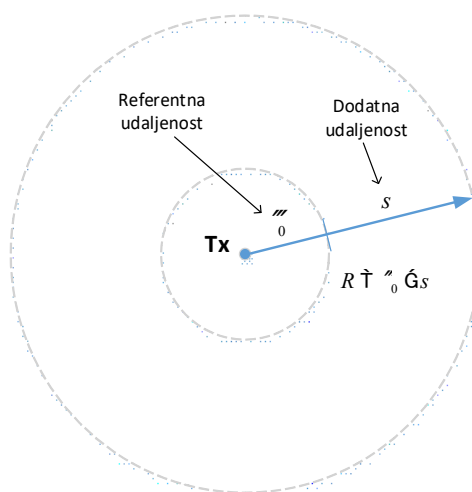
1.2. Ravni, cilindrični i kuglasti val

Na slici 1.4 [4] prikazan je kuglasti val. Električno polje kuglastog vala prikazano putem dodatne udaljenosti s dano je formulama:

$$\frac{1}{s} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0} \right) \quad (1.3)$$

Gustoća snage je pritom:

$$\frac{1}{s} \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_0} \right)^2 \quad (1.4)$$

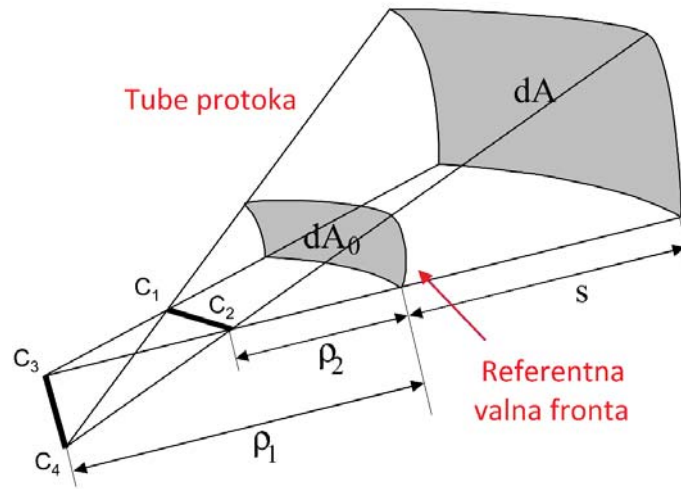


Slika 1.4 Prikaz kuglastog vala

Ukoliko je val astigmatičan (geometrija širenja i valnih fronti kao na Slici 1.5 onda u homogenom sredstvu s pravocrtnim zrakama opći izraz za faktor proširenja vala je [4]:

$$A = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (1.5)$$

Gdje je A faktor proširenja, R_1 i R_2 su radijusi zakrivljenosti, a R_1 i R_2 su valne kaustike.



Slika 1.5 Prikaz astigmatičnog vala s kaustikama, radiusima zakrivljenosti i faktorom proširenja [4]

Postoje tri tipična slučaja:

$\frac{35}{17}$	Kuglasti val za kojeg vrijedi	$\rightarrow$	$\frac{1}{s^2}$
$\frac{35}{17}$	Cilindrični val za kojeg vrijedi	$\rightarrow$	$\frac{1}{s}$
$\frac{35}{17}$	Ravni (planarni) val za kojeg vrijedi	$\rightarrow$	1

Uz L kao prigušenje snage vala za koje izraz za gustoću snage iz (1.4) glasi $\frac{1}{s^2}$ – te za faktor proširenja dodatno vrijedi sljedeće:

$$\frac{1}{s^2} = \frac{1}{s^2} \cdot \frac{1}{s^2} = \frac{1}{s^4} \quad 1.6$$

1.3. Rasprostiranje slobodnim prostorom

U skladu s [5] zakon o očuvanju energije uvjetuje da integral gustoće snage na bilo kojoj zatvorenoj površini koja okružuje odašiljačku antenu mora biti jednak odaslanoj snazi. Ako je zatvorena površina kugla radijusa r s centrom na anteni odašiljača () i ako Tx antena zrači izotropno, tada gustoća snage na površini kugle iznosi $S / 4\pi r^2$. Prijamna () antena ima efektivnu površinu A_{eff} , na prijamniku Rx s antenom s dobitkom G_{Rx} [6] se prijamna snaga računa prema izrazu:

$$P_{\text{Rx}} = \frac{1}{4\pi r^2} S A_{\text{eff}} G_{\text{Rx}} \quad 1.7$$

Efektivna površina antene je proporcionalna snazi koja se može izdvojiti iz antenskog konektora za danu gustoću energije. Između efektivne površine i dobitka antene postoji jednostavna veza $A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$. Krajnji rezultat je primljena snaga P_{Rx} kao funkcija udaljenosti r u slobodnom prostoru, odnosno poznata Friisova prijenosna jednadžba [7]:

$$P_{\text{Rx}} = P_{\text{Tx}} \frac{G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} \lambda^4}{(4\pi r)^2} \quad 1.8$$

Valjanost Friisove formule ograničena je na daleko polje antene tj. Tx i Rx antene moraju biti udaljene barem jednu Rayleighovu udaljenost. Rayleighova udaljenost (također poznata i kao Fraunhoferova udaljenost) definira se kao:

$$r_{\text{Rayleigh}} = \frac{2}{\lambda} \max(a, b)^2 \quad 1.9$$

gdje je λ najveća dimenzija antene. Zahtjev na daleko polje su i relacije: $r \gg \frac{2}{\lambda} \max(a, b)^2$ i $r \gg \frac{1}{\lambda} \max(a, b)$.

Kod računanja budžeta snage radijskih veza, korisno je Friisovu prijenosnu formulu napisati u logaritamskom obliku pa onda formula (1.8) izgleda:

$$20 \log_{10} P_{\text{Rx}} = 20 \log_{10} P_{\text{Tx}} + 20 \log_{10} \frac{G_{\text{Tx}} G_{\text{Rx}} \lambda^4}{(4\pi r)^2} \quad 1.10$$

1.4. Refleksija, refrakcija i transmisija

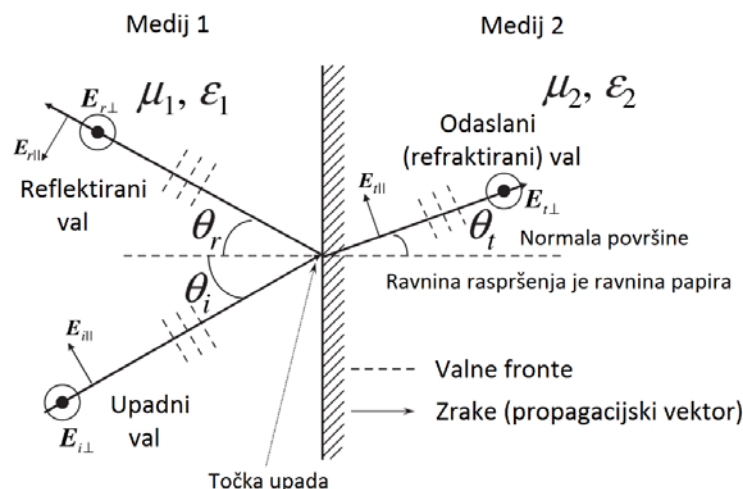
Slika 1.6. prikazuje upadni ravni val na graničnu ravninu između dva medija bez gubitaka s različitim permeabilnostima i permitivnostima. Vektor električnog polja je okomit na vektor rasprostiranja te može biti u bilo kojem smjeru. Vektor rasprostiranja je pod kutom θ_i prema normali površine u točki upada vala.

Rješavanjem Maxwellovih jednadžbi za slučaj prikazan na Slici 1.6 dobivamo dva nova vala, svaki iste frekvencije kao i upadni val. Oba vala imaju svoje Poyntingove vektore u ravnini raspršenja kao što je vidljivo na Slici 1.6. Prvi se val širi unutar medija 1, ali se odbija i odlazi od granice između medija. Taj val zatvara kut θ_r prema normali i zove se reflektirani val. Drugi val putuje u medij 2, s kutom θ_t prema normali površine. Ovo je preneseni val, koji je rezultat mehanizma refrakcije ili loma. Pri analizi refleksije i refrakcije, pogodno je koristiti zrake; u homogenom mediju zrake se crtaju paralelno s Poyntingovim vektorom vala na točki upada. Ove zrake su uvijek okomite u odnosu na valne fronte.

Kut reflektirane zrake jednak je kutu upadne zrake prema jednadžbi:

$$\theta_r = \theta_i \quad (1.11)$$

Jednadžba (1.11) je Snellov zakon refleksije, koji se može koristiti za pronalazak točke refleksije dane od bilo kojeg para točaka odašiljača i prijamnika.



Slika 1.6 Ravni val upada na graničnu ravninu [8]

Snellov zakon posljedica je *Fermatovog principa* koji kaže da svaki put zrake predstavlja ekstrem ukupne električne duljine zrake i taj ekstrem je obično minimum. Fermatov princip se može koristiti i za pronalaženje puta refraktirane zrake. U ovom slučaju, valni broj u mediju 2 je drugačiji pa je količina koja je minimizirana , gdje udaljenost od točke refleksije do prijamne točke u mediju 2. Jednadžba (1.12) prikazuje Snellov zakon loma,

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{v_2}{v_1} \quad 1.12$$

Snellov zakon je u skladu s činjenicom da se fazna brzina vala u mediju s većom permitivnosti i permeabilnosti (gušći medij) smanjuje, što uzrokuje da se odaslani val savije prema normali površine. Ova se promjena brzine može izraziti kao indeks loma (refrakcija) što je omjer fazne brzine svjetlosti u slobodnome prostoru i fazne brzine u mediju:

$$n = \frac{c}{v} \quad 1.13$$

Tako se Snellov zakon loma može izraziti kao:

$$\frac{\sin \theta_i}{\sin \theta_t} = \frac{n_t}{n_i} \quad 1.14$$

Frekvencija vala je nakon refleksije i transmisije (refrakcije) nepromijenjena tj. očuvan je omjer v_1/v_2 . Zato slijedi da će val unutar gušćeg medija imati manju faznu brzinu te kraću valnu duljinu u odnosu na val u slobodnom prostoru.

Osim promjene smjera u skladu s jednadžbama (1.12) i (1.13) interakcija između vala i granice medija uzrokuje i da se energija upadnog vala podijeli između reflektiranog i prenesenog vala. Amplitude reflektiranog i prenesenog vala dane su relativno u odnosu na amplitudu upadnog vala preko Fresnelovih koeficijenata refleksije i transmisije koji proizlaze iz rješenja Maxwellovih jednadžbi za tangencijalna polja na granici medija. Fresnelovi koeficijenti izražavaju omjer prenesenog i reflektiranog električnih polja u odnosu na upadno električno polje. Koeficijenti su različiti za slučajeve kada je električno polje paralelno i okomito prema ravnini raspršenja što označavamo dodatnim indeksima $\parallel$ i $\perp$. Različite koeficijente možemo zvati i različitim ortogonalnim polarizacijama ili vrstama vala gdje se val kod kojeg je električno polje okomito na ravninu raspršenja zove TE (transverzalno električni), a val kod kojeg je magnetsko polje okomito na ravninu raspršenja zove TM (transverzalno magnetski). Koeficijenti refleksije su označeni s r , a koeficijenti transmisije s t . Ovi koeficijenti ovise o impedanciji medija i o kutovima [8]:

$$r_{\parallel} = \frac{Z_2 \cos \theta_1 - Z_1 \cos \theta_2}{Z_2 \cos \theta_1 + Z_1 \cos \theta_2} \quad t_{\parallel} = \frac{2 Z_1 \cos \theta_1}{Z_2 \cos \theta_1 + Z_1 \cos \theta_2} \quad 1.15$$

$$r_{\perp} = \frac{Z_2 \cos \theta_2 - Z_1 \cos \theta_1}{Z_2 \cos \theta_2 + Z_1 \cos \theta_1} \quad t_{\perp} = \frac{2 Z_1 \cos \theta_2}{Z_2 \cos \theta_2 + Z_1 \cos \theta_1} \quad 1.16$$

Z_1 i Z_2 su valne impedancije medija 1 i medija 2. Električna polja su definirana smjerovima prikazanim na Slici 1.6 ukupno reflektirano električno polje stoga je dano izrazom [8]:

$$E_r = r_{\parallel} E_i \quad E_t = t_{\parallel} E_i \quad 1.17$$

Gdje su $\hat{e}_{\parallel}$ i $\hat{e}_{\perp}$ jedinični vektori u smjeru odgovarajućeg električnog polja prema Slici 1.6.

Upadno električno polje može imati bilo koju polarizaciju prema izrazu [8]:

$$E_i = E_{\parallel} \hat{e}_{\parallel} + E_{\perp} \hat{e}_{\perp} \quad 1.18$$

Jednadžba 1.16 se ponekad zapisuje u matričnom obliku kako bi se olakšali izračuni koji uključuju mješovitu polarizaciju [8]:

1.19

gdje je

$$\begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_i & \sin \theta_i \\ -\sin \theta_i & \cos \theta_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix}_0 \quad (1.20)$$

Slično tome, ukupno preneseno polje dano je izrazom:

1.21

gdje je

$$\begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_i & \sin \theta_i \\ -\sin \theta_i & \cos \theta_i \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix}_0 \quad (1.22)$$

Fresnelove koeficijente korisno je izraziti koristeći samo upadni kut θ_i , bez potrebe da se izračunava odlazni kut θ_t . Za dielektrične materijale za koje vrijedi $n_2 > n_1$ te $\theta_i < \theta_c$, korištenjem Snellova zakon loma dobiju se sljedeći izrazi za Fresnelove koeficijente [8]:

$$\begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix} = \frac{\cos \theta_i \cos \theta_t}{\cos \theta_i \cos \theta_t + \sin^2 \theta_i} \begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix}_0 \quad (1.23)$$

$$\begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix} = \frac{\cos \theta_i \cos \theta_t}{\cos \theta_i \cos \theta_t - \sin^2 \theta_i} \begin{pmatrix} \parallel \\ \perp \end{pmatrix}_0 \quad (1.24)$$

$$\parallel \frac{2 \cos}{1 - \sin \cos} \quad 1.25$$

$$\frac{2}{\cos 1 - \sin} \quad 1.26$$

Imajući u vidu zakon o očuvanju energije u točki upada vala, mogu se izračunati i drugi korisni odnosi Fresnelovih faktora budući da se snaga upadnog vala dijeli između reflektiranog i prenesenog vala. Vrijede sljedeće relacije [8]:

$$\parallel 1 \parallel i \mid \mid 1 \mid \mid \quad 1.27$$

1.4.1 Medij s gubitcima

U mediju s gubicima, Snellov zakon refrakcije ne vrijedi u svom standardnom obliku (1.14) jer fazna brzina prenesenog vala (i konstanta prigušenja) ovise o upadnom kutu kao i konstitutivnim parametrima. Konstitutivni parametri su permeabilnost medija (), permitivnost medija () i vodljivost medija ().

Ako val upada iz dielektrika na vodič, povećanje vodljivosti uzrokuje da se kut loma (refrakcije) smanjuje prema nuli, dok se konstantna gušenja povećava pa se prodiranje vala u vodič smanjuje u skladu s [9].

Snellov zakon refleksije u mediju s gubitkom i dalje vrijedi, a Fresnelovi koeficijenti se i dalje primjenjuju u skladu s jednadžbama (1.15) i (1.16), ali korištenjem druge vrijednosti impedancije vala:

$$\frac{\quad}{\quad} \quad 1.28$$

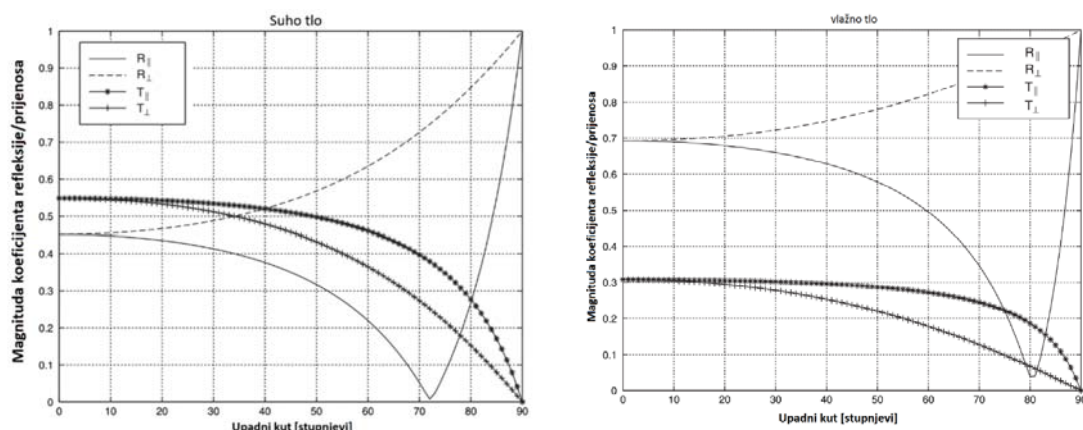
1.4.2 Tipični koeficijenti refleksije i prijenosa

Reprezentativne vrijednosti konstitutivnih parametara različitih nemagnetskih materijala dane su u Tablici 1.1. [8] Magnitude Fresnelovih koeficijenata za dva tipa površina navedenih u Tablici 1.1 prikazane su na Slikama 1.7. a) i b) za val koji se širi u slobodnom prostoru i upad na suho ili vlažno tlo. Za slučaj refleksije od tla, $\parallel$ predstavlja vertikalnu polarizaciju, a $\perp$ predstavlja horizontalnu polarizaciju. U oba slučaja vertikalno polarizirani koeficijent refleksije ide do nule pod određenim kutom. Valovi nasumične polarizacije koji upadaju pod ovim kutom bit će reflektirani kao valovi sa isključivo horizontalnom komponentom što ilustrira da polarizacija nije očuvana nakon refleksije ili prijenosa. Ovaj se kut se zove Brewster kut i definiran je izrazom:

$$\tan \theta_B = \sqrt{\epsilon_r} \quad 1.29$$

Tablica 1.1 Tipične vrijednosti parametara vodljivosti i relativne dielektrične konstante (frekvencijski neovisno) ovisno o tipu površine [8]

Tip površine	Vodljivost,	Relativna dielektrična konstanta,
Suho tlo	0,001	4-7
Prosječno vlažno tlo	0,005	15
Vlažno tlo	0,02	25-30
Morska voda	5	81
Svježa voda	0,01	81



Slika 1.7 a) Koeficijenti refleksije i prijenosa za suho tlo na frekvenciji od 100 MHz s $\epsilon_r = 7$, $\sigma = 0,001$; b) Koeficijenti refleksije i prijenosa za vlažno tlo na frekvenciji od 100 MHz s $\epsilon_r = 30$, $\sigma = 0,02$ [8]

Slike 1.7 a) i b) prikazuju da kako se kut upada približava 90° , koeficijent refleksije se u svim slučajevima neovisno o polarizaciji približava vrijednosti -1, a koeficijent prijenosa se približava 0. Ovaj slučaj se zove ravni upadni kut (engl. Grazing incidence) što je u praksi slučaj kad je antena odašiljača male visine u usporedbi s udaljenošću od prijammnika.

Za kutove upada veće od Brewsterovog kuta, $R_{\parallel}$ i $T_{\parallel}$ su negativni tj. reflektirani val ima promjenu faze od 180° . Ako upadni val ima komponente s obje polarizacije, kao što je slučaj za kružnu ili eliptičnu polarizaciju, ova promjena faze uzrokuje promjenu smjera rotacije. Promjena smjera se javlja zajedno s diferencijalnom promjenom amplituda dvije linearne komponente polarizacije pa se mijenja i omjer osi (aksijalni omjer). Ove su promjene sažete u Tablici 1.2. Utjecaj kružne polarizacije se može izračunati i putem jednakih polarizacijskih (engl. co-polar) i različitih polarizacijskih (engl. cross-polar) koeficijenata refleksije kako slijedi [8]:

$$\frac{1}{2} R_{\parallel} + \frac{1}{2} R_{\perp} \quad \text{i} \quad \frac{1}{2} T_{\parallel} + \frac{1}{2} T_{\perp} \quad 1.30$$

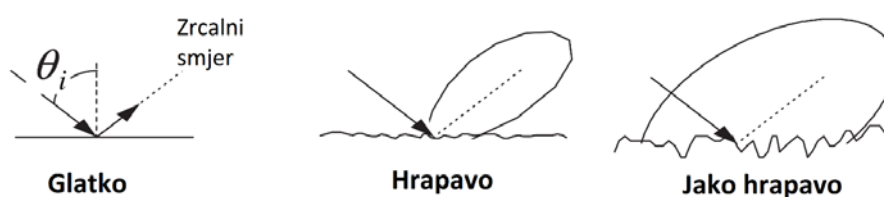
Tablica 1.2 Promjena stanja polarizacije kod refleksije [8]

Upadna polarizacija	Reflektirana polarizacija	
Desna kružna	Lijeva eliptična	Desna eliptična
Lijeva kružna	Desna eliptična	Lijeva eliptična
Desna eliptična	Lijeva eliptična ¹	Desna eliptična ¹
Lijeva eliptična	Desna eliptična ¹	Lijeva eliptična ¹

Kada je vodljivost medija velika, $\parallel$ komponenta nikad ne ide potpuno u nulu, ali još uvijek postoji jasno određen minimum poznat kao pseudo Brewsterov kut.

1.5. Difuzno raspršenje od neravne površine

Ranije opisani proces refleksije se odnosi na refleksiju od ravne glatke površine što se zove odrazna ili zrcalna refleksija (engl. specular reflection). Kada se refleksija događa od neravne, hrapave površine, reflektirani val se raspršuje od velikog broja elemenata neravne površine kao što se može vidjeti na Slici 1.8 Hrapavost površine smanjuje količinu izračene energije u zrcalnom smjeru, a povećava količinu energije u drugim smjerovima. Stupanj raspršenja ovisi o upadnom kutu i o hrapavosti površine u odnosu na valnu duljinu, a pritom se vidljiva hrapavost površine smanjuje kada upadni kut teži prema 90° i kada se valna duljina povećava.



Slika 1.8 Prikaz efekta hrapavosti površine na refleksiju od neravne površine (raspršenje) [8]

Ako postoji visinska razlika Δh između dvije točke na plohi na koju upada val, tada će valovi koji se reflektiraju od tih točaka imati faznu razliku prema izrazu:

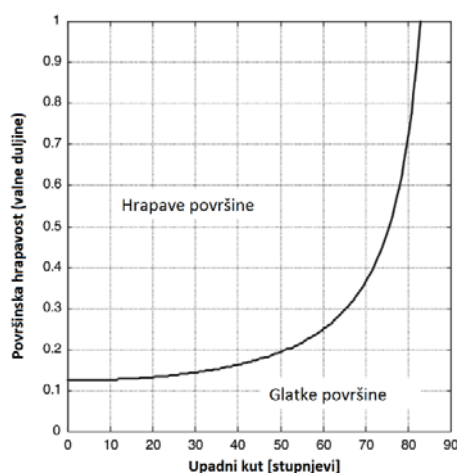
¹ Uz promijenjen omjer osi

$$\Delta \frac{4\Delta h \cos}{8} \quad 1.31$$

Kao kriterij je li neka površina glatka se uzima komparacija je li fazni pomak manji od $\sqrt{2}$ rezultat čega je Rayleighov kriterij:

$$\Delta h \frac{1}{8 \cos} \quad 1.32$$

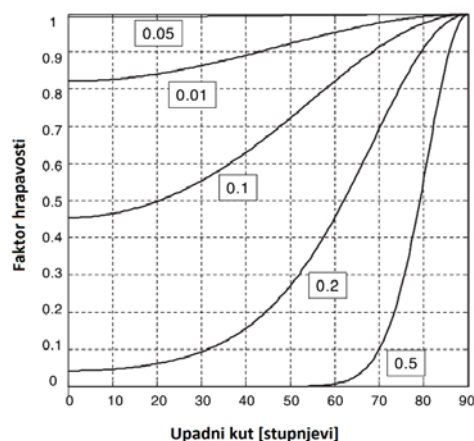
Rayleighov kriterij prikazan je na Slici 1.9 za potrebu veće preciznosti koristi se i mjera da se površina smatra glatkom ako je hrapavost manja od jedne četvrtine vrijednosti određene Rayleighovim kriterijem što iznosi manje od $\sqrt{2}/8$.



Slika 1.9 Rayleighov kriterij za površinsku hrapavost: površina iznad krivulje se ne može točno modelirati korištenjem isključivo Fresnelovih koeficijenata refleksije [8]

Površina proizvoljne hrapavosti se može smatrati glatkom za 90° budući da sve reflektirane zrake dolaze s istim faznim pomakom. Kada je površina hrapava, smanjenje amplitude zrcalne komponente vala se može izračunati množenjem odgovarajuće vrijednosti faktora refleksije s faktorom hrapavosti koji ovisi o upadnom kutu i o standardnoj devijaciji visine površine. Formula koja opisuje ovaj faktor prikazana je na Slici 1.10 i dana izrazom 1.31 [10]:

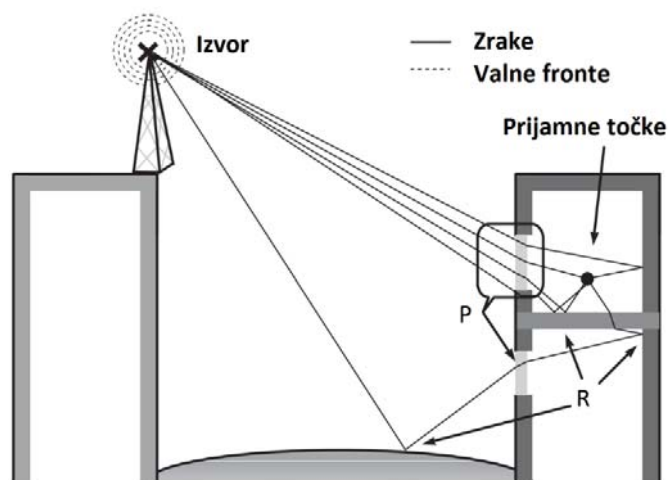
$$\frac{1}{2} \frac{4 \cos}{8} \quad 1.33$$



Slika 1.10 Faktor hrapavosti za nekoliko vrijednosti izraza /

1.6. Geometrijska optika

Dosada opisane vrste interakcije se mogu izračunati s velikom točnošću poznavanjem konstitutivnih parametara te uz pretpostavku ravnih valnih fronti i zemlje kao beskonačne ravne površine, ali u praksi su ovi uvjeti rijetko ispunjeni. Na Slici 1.11 može se vidjeti realna situacija rasprostiranja gdje je potrebno izračunati polje u točki prijamnika unutar zgrade dok se odašiljač nalazi na krovu druge zgrade. Odašiljač odašilje kuglaste valove za koje su valne fronte kugle (sfere) centrirane u točki odašiljača te zrače prema vani u svim smjerovima. Površine su konačne veličine i uključuju granice između medija različitih parametara te tlo nije ravno nego zakrivljeno.



Slika 1.11 Kombinacija više mehanizama rasprostiranja u stvarnom okruženju: različite nijanse sive boje ukazuju na različite konstitutivne parametre

Unatoč opisanoj složenosti radijskog okruženja, geometrijska optika nudi način za pronalazak vrijednosti polja na prijamniku uz pomoć aproksimacije korištenjem ravnog vala.

Koriste se sljedeći koraci:

1. Računaju se sve moguće putanje zraka između izvora i krajnjih točaka koje su u skladu sa Snellovim zakonima refleksije i refrakcije.
2. Izračunaju se Fresnelovi koeficijenti refleksije i prijenosa na svakoj točki refleksije i prijenosa uz pretpostavku da su upadni valovi ravni, a granice ravne i beskonačne (na Slici 1.11 se vide točke refleksije s oznakom R kao i točke prijenosa sa oznakom P).
3. Za svaku trajektoriju zrake, amplituda se ispravlja da se uzme u obzir zakrivljenost valne fronte kao i zakrivljenosti bilo koje granice između medija.
4. Zbrajaju se doprinosi svih trajektorija zraka, uzimajući u obzir amplitudu i fazu.

Iako je u načelu jednostavan, prvi korak zahtijeva iznimno veliku količinu računanja odnosno procesorskih resursa kako bi se identificirale sve zrake koje su moguće.

Drugi korak se temelji na valovima koji su lokalno ravni valovi na točkama interakcije i na površinama s konstitutivnim parametrima koji su relativno veliki. Ovo je središnja pretpostavka geometrijske optike koja zahtijeva da je valna duljina kratka u usporedbi sa sljedećim duljinama:

³⁵₁₇ udaljenost između izvora i prve interakcije uzduž svake trajektorije zrake;

³⁵₁₇ udaljenost između pojedinih interakcija;

³⁵₁₇ dimenzije pojedinačnog elementa u radijskom okruženju.

Treći korak na sličan način zahtijeva da zakrivljenost bilo koje plohe/granice nije prevelika u usporedbi s valnom duljinom. Unatoč ograničenjima, geometrijska optika je iznimno koristan alat za rješavanje velikog broja problema rasprostiranja na visokim frekvencijama.

Ukupno polje prema zakonima geometrijske optike dano je izrazom:

1.34

Ovdje su:

- , ukupan broj reflektiranih i prenesenih zraka koje se prate od izvora do prijamnika
- udaljenost na n-toj zraci
- valni broj vezan za vrstu medija kojim se val širi
- faktor proširenja za i-tu zraku
- , Upadno polje odmah pored odgovarajuće prijenosne ili refleksijske točke

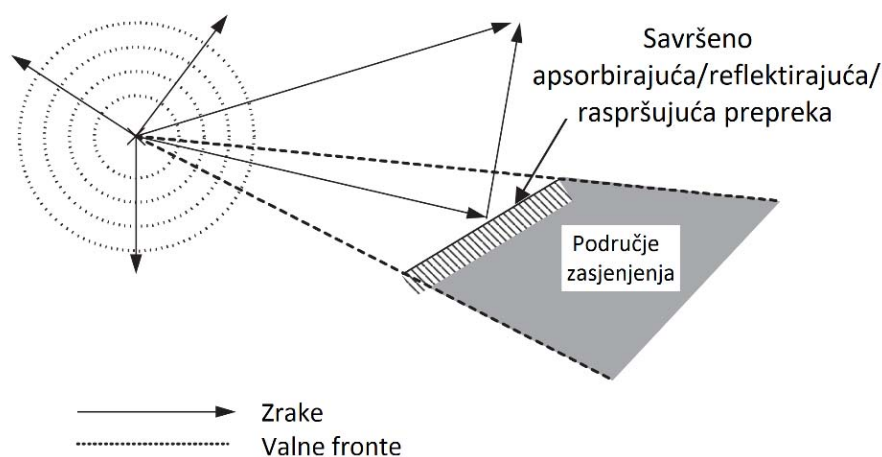
Faktor proširenja ovisi o udaljenosti između odašiljača i prijamnika te o zakrivljenosti granice refleksije ili prijenosa. Za kuglaste valove i ravne granice vrijedi $\propto 1/$, dok za ravne valove i ravne granice ne varira s udaljenosti. Parametri s oznakom 0 označavaju izravnu zraku od odašiljača do prijamnika bez utjecaja prepreka. Jednadžba (1.34) prikazuje samo doprinose jedne interakcije odnosno zraka koje su reflektirane ili prenesene jednom. Međutim, formula se lako može proširiti na više interakcija zrake jednostavnim množenjem odgovarajućih koeficijenata [9] [11].

Navedene zakonitosti geometrijske optike i primjene u praksi pobliže će se opisati u poglavlju 1.7. koje daje opis alata za slijeđenje zrake korištenog tijekom ovog istraživanja.

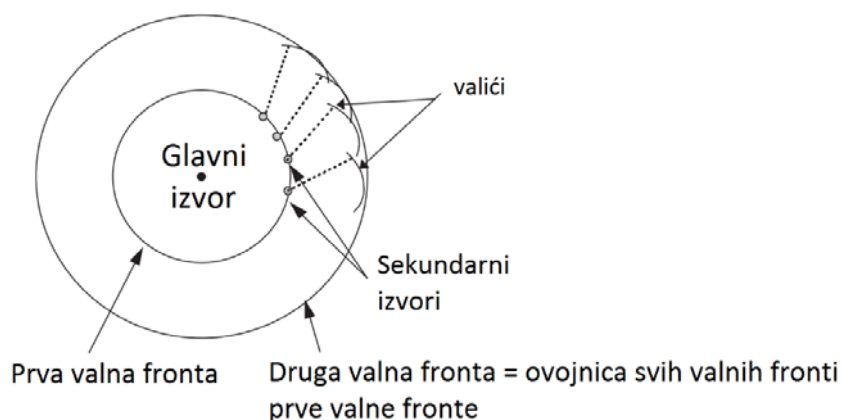
1.7. Difrakcija

Geometrijska optika opisana u Poglavlju 1.5. dobro opisuje kanal za direktnu zraku i reflektiranu zraku, ali ne može predvidjeti polje iza prepreke (u radijskoj sjeni) odnosno predviđa polje vrijednosti 0 kako je prikazano na Slici 1.12 kako u praksi sjene nisu potpuno oštre te se dio radijske energije širi i u zasjenjeno područje, geometrijsku optiku nužno je proširiti s difrakcijom, fenomenom objašnjenim Huygensovim principom širenja vala:

1. Svaki element valne fronte u trenutku vremena se može smatrati središtem sekundarne uzbude koja uzrokuje nastanak novih kuglastih valova.
2. Položaj valne fronte u bilo kojem kasnijem trenutku je ovojnica svih takvih novih kuglastih valova.



Slika 1.12 Geometrijska optika netočno predviđa da polje ne postoji u područje sjene [8]

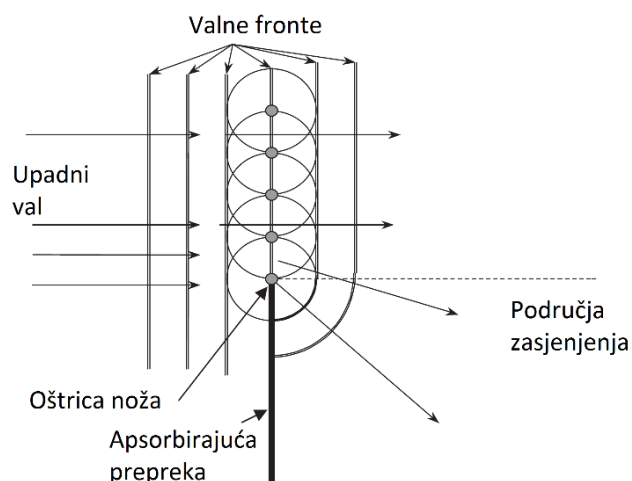


Slika 1.13 Prikaz Huygensovog principa širenja vala za kuglaste izvore [8]

Slika 1.13. prikazuje kako sekundarni izvori na kuglastoj valnoj fronti proizvode nove valove čija je ovojnica druga kuglasta valna fronta većeg radijusa.

1.7.1 Jedna difrakcija o oštricu noža

Huygensov princip se koristi za predviđanje difrakcije ravnog vala preko apsorpcijske ravnine ili pojednostavljeno oštrice noža, budući da takva prepreka kroz sebe ne dopušta prijenos energije. Slika 1.14 prikazuje kako ravne valne fronte koje upadaju na oštricu noža s lijeve strane postaju zakrivljene rubom oštrice tako da se u području sjene čini da se zrake pojavljuju iz okoline ruba prepreke. Doprinosi beskonačnog broja sekundarnih izvora iz područja iznad ruba prepreke se zbrajaju uz uzimanje u obzir njihove relativne amplitude i faze.



Slika 1.14. Prikaz Huyensovog principa za difrakciju o oštricu noža [8]

Konačan utjecaj difrakcije može se izraziti kao gubitak rasprostiranja, koji daje smanjenje jakosti polja zbog procesa difrakcije od prepreke imajući u vidu difrakcijski parametar χ [8].

$$20 \log \frac{U}{U_0} = -20 \log |1 - \frac{1}{2} \chi| \quad (1.35)$$

Gdje je U polje difraktiranog vala, U_0 je polje upadnog vala, a χ je:

$$\chi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{\lambda}} \quad (1.36)$$

Alternativni oblik formule (1.36) je sljedeći:

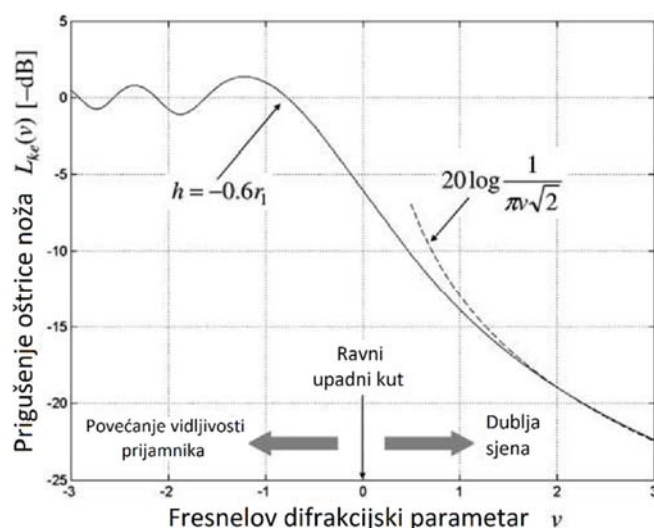
$$|U| = |U_0| \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \chi \right] \quad (1.37)$$

gdje su C i S Fresnelovi kosinusni i sinusni integrali čiji se detaljniji raspis može vidjeti u [8].

Iz jednadžbe (1.36) može se vidjeti da se zbrajanje sekundarnih izvora događa od vrha oštrice noža tj. parametra χ do beskonačnosti, rezultat čega je prigušenje koje je prikazano na Slici 1.15. Prigušenje se može numerički izračunati prema [8] ili aproksimirati za $\chi \gg 0$ tj. značajno unutar područja zasjenjenja s točnošću boljom od 1 dB prema formuli:

$$20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} \quad 20 \log \frac{0.225}{\sqrt{2}} \quad 1.38$$

Druga značajna vrijednost je 0,6 što znači da se prijamna snaga smanjena 4 puta kada se oštrica noža nalazi točno na izravnom putu između odašiljača i prijamnika.



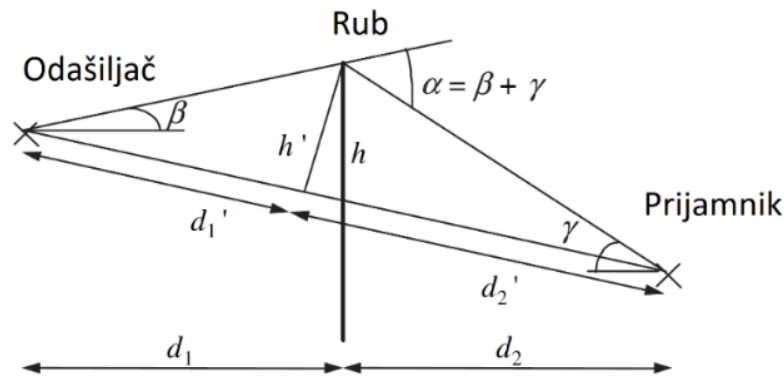
Slika 1.15 Difrakcijsko prigušenje oštrice noža: (-----) točno i (- - -) aproksimacija za veliko [8]

Parametar se može korištenjem geometrijskih parametara definiranih na Slici 1.16 izraziti kao: [8]

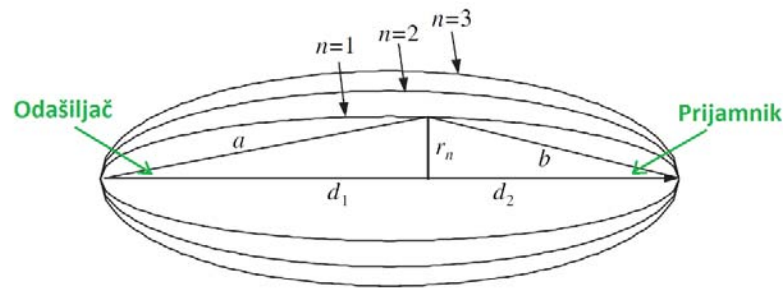
$$h = \frac{2}{\sqrt{2}} \quad \frac{2}{\sqrt{2}} \quad 1.39$$

gdje je h' dodatna visina iznad crte koja povezuje odašiljač i prijamnik kako se vidi na Slici 1.16 Za mnoge praktične slučajeve vrijedi $d_1, d_2 \gg h$ te $h' \approx h$ tako da se difrakcijski parametar može lakše aproksimirati korištenjem udaljenosti na tlu u odnosu na udaljenosti uzduž direktne zrake:

$$h = \frac{2}{\sqrt{2}} \quad \frac{2}{\sqrt{2}} \quad 1.40$$



Slika 1.16 Parametri i udaljenosti za difrakciju od oštrice noža [8]



Slika 1.17 Prikaz prve tri Fresnelove zone [8]

Drugi koristan način za razmatranje difrakcije od oštrice noža je u smislu prepreka unutar Fresnelovih zona koje nastaju oko izravne zrake kako je prikazano na Slici 1.17 N-ta Fresnelova zona je područje unutar elipsoida određeno lokusom točaka gdje je udaljenost veća od izravnog puta između odašiljača i prijamnika za n puta udaljenost od pola valne duljine. Iz toga proizlazi da se radijus n -te zone na mjestu prepreke dobije primjenom tog uvjeta [8]:

$$\frac{r_n^2}{2} = n \lambda d_1 d_2 \quad 1.41$$

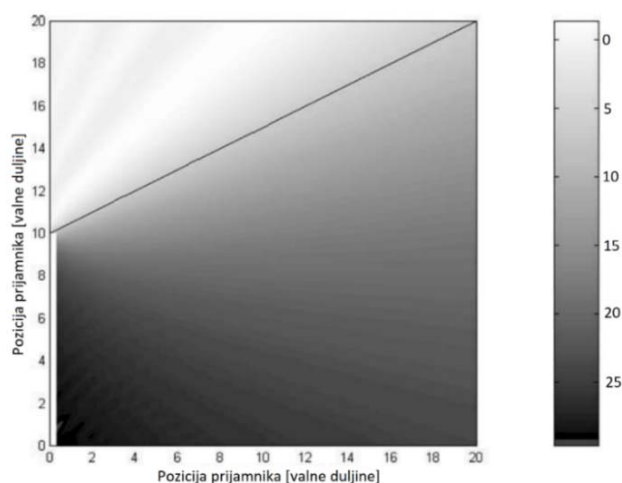
Ako pretpostavimo da je $d_1 \ll d_2$ i $d_2 \ll d_1 + d_2$ dobra aproksimacija je:

$$r_n^2 = 2 n \lambda d_1 \quad 1.42$$

Za Fresnelove zone se može smatrati da sadrže većinu energije vala koji se rasprostire. Doprinosi unutar prve Fresnelove zone su svi u fazi, pa će sve apsorbirajuće prepreke koje ne ulazi u ovu zonu imati mali utjecaj na prijamni signal. Slobodan prostor Fresnelove zone (engl. Fresnel Zone Clearance) tj. Parametar $h/\sqrt{2}$ se može povezati s difrakcijskim parametrom na sljedeći način:

$$h = \sqrt{2} \sqrt{2} \quad 1.43$$

Kada neka prepreka blokira 60% Fresnelove zone, difrakcijski parametar je približno 0,8 te u skladu sa Slikom 1.15 gubitak koji unosi prepreka tada iznosi 0 dB. Ovo razina slobodnog prostora Fresnelove zone se često koristi kao kriterij hoće li se neki objekt smatrati značajnom preprekom na putu zrake. Slika 1.18 prikazuje prigušenje oko prepreke u obliku oštrice noža:



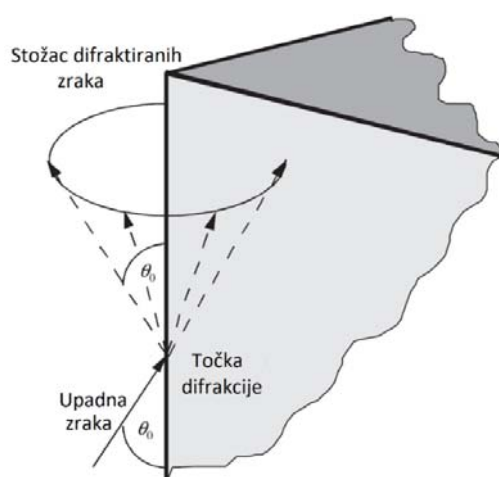
Slika 1.18 Prigušenje od jedne prepreke u obliku oštrice noža: Boje prikazuju razinu prigušenja u dB, a crna crta prikazuje granicu direktne optičke vidljivosti i zone zasjenjenja [8]

1.7.2 Ostale difraktirajuće prepreke: Geometrijska teorija difrakcije

U mnogim se situacijama difrakcija preko prepreka poput brda ili zgrada može svesti na difrakciju preko jedne ili više oštrica noža. Postoje međutim i drugi slučajevi kada je potrebno uzeti u obzir i strukturu, oblik te materijal od kojeg je prepreka izgrađena. Tada nije moguće koristiti formule za oštricu noža te se za rješenje ovakvog problema najčešće koristi proširenje geometrijske

optike na difrakciju rezultat čega je Geometrijska teorija difrakcije (GTD) koju je prvi osmislio Joseph Keller u 1950-im godinama [12]. U početku se GTD uglavnom primjenjivala na analizu malih oblika kao što su antene, ili za izračunavanje radarskih poprečnih presjeka složenih objekata, a kasnije sve više za modeliranje terena i građevina.

Središnja ideja Geometrijske teorije difrakcije je da se proširena verzija Fermatovog principa može koristiti za predviđanje postojanja difraktiranih zraka, koje se tada smatraju zrakama kakve inače obrađuje geometrijska optika. Na Slici 1.19 vidljiva je zraka koja upada na rub (brid) prepreke pod kutom od θ_0 . Fermatov princip za difrakciju od rubova predviđa da će nastati stožac difraktiranih zraka, pri čemu konus ima polu kut θ_0 što je suprotno od reflektirane ili prenesene zrake gdje se nakon svake interakcije generira samo jedna zraka. U jednostavnijem slučaju okomitog upada vrijedi $\theta_0 = \pi/2$ i stožac se reducira u disk.



Slika 1.19 Generiranje difraktiranih zraka od brida (klina) u skladu s Geometrijskom teorijom difrakcije (GTD) [8]

Jednom kad je utvrđena točka difrakcije, difraktirano polje je dano izrazom:

$$1.44$$

gdje je:

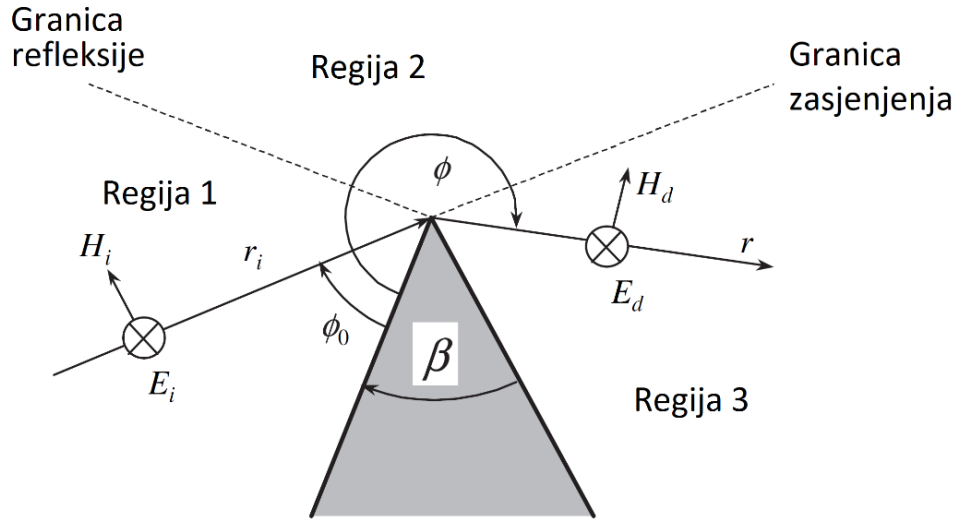
$$\parallel, \quad \parallel_0^0 \quad \parallel \quad 1.45$$

Ovdje su $\parallel$ i $\perp$ komponente polja paralelno i okomito na upadnu ravninu koja sadrži upadnu zraku i brid difrakcije, dok su $\parallel$ i $\perp$ komponente paralelno i okomito na ravninu difrakcije koja sadrži brid difrakcije i difraktiranu zraku. Analogno jednadžbi (1.34) je faktor proširenja koji ovisi o udaljenosti između odašiljača i prijarnika te o zakrivljenosti difrakcijskog ruba.

Umjesto ranije opisanih Fresnelovih koeficijenata refleksije i prijenosa, za difrakciju se koriste koeficijenti $\parallel$ i $\perp$. Difrakcijski koeficijenti opisuju svojstva prepreke u točki difrakcije, uz pretpostavku da je frekvencija dovoljno visoka da se značajke difrakcije mogu odrediti s obzirom na lokalne karakteristike oko točke difrakcije, a ne karakteristike cijele prepreke. Iznosi polja definirani jednadžbom (1.44) mogu se dodati GO polju definiranom jednadžbom (1.34) rezultat čega je polje s odgovarajućim karakteristikama unutar zasjenjene regije. GTD pruža i jednostavno objašnjenje fluktuacija za difrakciju od oštricu noža na Slici 1.15 za negativne θ : fluktuacije proizlaze iz konstruktivne i destruktivne interferencije između izravne zrake i difraktirane zrake.

Koeficijenti difrakcije određeni su iz jednog od više kanonskih problema. To su difrakcijski problemi za jednostavne objekte koji raspršuju zrake kao što je polu-ravnina [13], klin ili konus, a koji su riješeni pomoću egzaktnih metoda za rješavanje Maxwellovih jednadžbi za ravne valove koji upadaju na navedene objekte. Konačna rješenja su reducirana putem asimptotskih pretpostavki na izraze koji odgovaraju opisu polja putem zraka. Kao i kod geometrijske optike, ove pretpostavke vrijede samo ako su dimenzije prepreke velike u usporedbi s valnom duljinom i ako prostorna varijacija raspršenog polja nije prebrza. Kellerova izvorna formulacija Geometrijske teorije difrakcije, iako jednostavna, imala je nedostatak da nije točno predviđala polje za područja poput Fresnelove zone u blizini granice zasjenjenja tj. u prijelaznoj regiji. Geometrijska teorija difrakcije je zato proširena na Uniformnu teoriju difrakcije (UTD) koja se odnosi na sve točke u prostoru [14].

Na Slici 1.20 prikazana je difrakcije od klina i to za okomitu polarizaciju $\perp$. Za paralelnu polarizaciju $\parallel$ potrebno je zamijeniti $\perp$ i $\parallel$ na slici s $\parallel$ i $\perp$.



Slika 1.20 Geometrijski odnosi za koeficijent difrakcije od klina [8]

Uz pretpostavku da je klin savršen vodič, UTD koeficijent difrakcije za slučaj kada je upadni val okomit u odnosu na difrakcijski rub [14]. Pritom valja imati na umu da UTD koeficijent difrakcije ovisi o polarizaciji, za razliku od pojednostavljene teorije prikazane u poglavlju koji opisuje difrakciju od oštrice noža [8].

$$D_{\parallel} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} \operatorname{ctg} \frac{\Phi}{2} & \Phi & \operatorname{ctg} \frac{\Phi}{2} & \Phi \mp \\ \operatorname{ctg} \frac{\Phi}{2} & \Phi & \operatorname{ctg} \frac{\Phi}{2} & \Phi \mp \end{bmatrix} \quad 1.46$$

Gdje je

$$\Phi = \begin{cases} \phi & \text{za } 0 \leq \phi \leq 2\pi \\ \phi - 2\pi & \text{za } 2\pi < \phi < 4\pi \end{cases} \quad 1.47$$

Funkcija $F(\Phi)$ je alternativna definicija za Fresnelov integral:

$$F(\Phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\Phi} \frac{e^{-j\phi}}{\sqrt{\phi}} d\phi \quad 1.48$$

Gdje su n cijeli brojevi koji zadovoljavaju:

$$n = \frac{2\pi}{\Phi} \quad 1.49$$

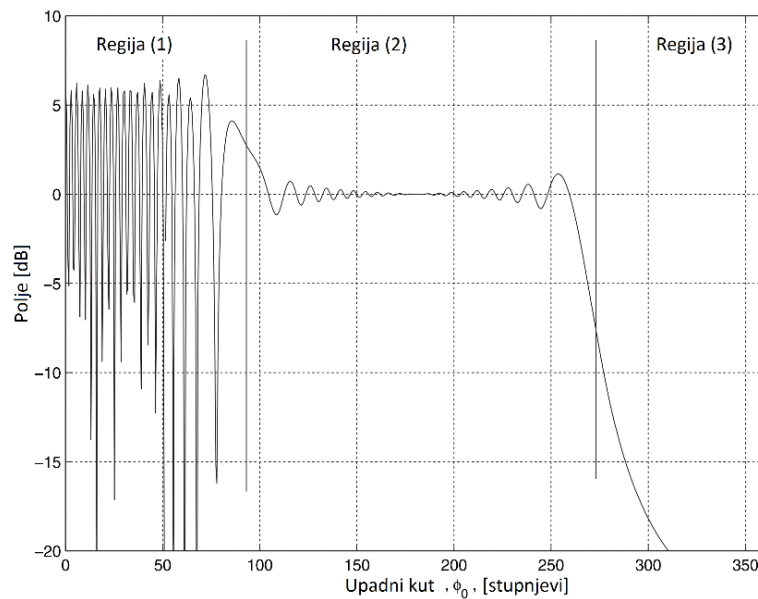
Faktor proširenja iz jednadžbe (1.44) je dan izrazom [8]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\sqrt{\dots}} \\ \dots \\ \dots \end{array} \right. \quad \checkmark \quad 1.50$$

Kellerov GTD difrakcijski koeficijent ima identičan oblik, ali s Fresnelovim integralom zamijenjenim s brojem 1 jer je to razumna aproksimacija izvan prijelazne regije. Ukupno polje u bilo kojoj točki u prostoru je stoga:

1.51

gdje su $\dots$ i $\dots$ odgovarajući faktori proširenja i 0 kada postoji refleksija odnosno 1 kada nema refleksije. Ukupna polja oko klina širine 0° (vodljiva polu-ravnina) je prikazano na Slici 1.21 [8]:



Slika 1.21 UTD rješenje za ukupno polje oko vodljive polu-ravnine

Utjecaj triju regija označenih na Slici 1.21 je jasno vidljiv. U regiji 1 (vidljiva regija) polje je zbroj izravne zrake, difraktirane zrake i zrake reflektirane s površine. Budući da je klin savršeno

vodljiv, reflektirani val ima istu amplitudu kao upadni val i potpuna destruktivna interferencija (poništenje) ova dva polja se javlja u intervalima, budući da difraktirana zraka ima komparativno zanemarivo malu amplitudu. U regiji 2 na klinu ne postoji refleksijska točka koja može biti u skladu sa Snellovim zakonom tako da nema refleksije, a difraktirano polje je još uvijek razmjerno male amplitude pa resultantno polje ima vrijednosti gotovo kao u slobodnom prostoru. U regiji 3 (regija zasjenjenja) prisutna je samo difraktirana zraka te se njena amplituda smanjuje na sličan način kao kod jednostavne aproksimacije s oštricom noža (vidljivo na Slici 1.15).

2 PREGLED MODELA RADIJSKOG KANALA

2.1. Uvod

Modeli radijskog kanala potrebni su kako bi mogli dizajnirati, simulirati i planirati bežične radijske sustave. Modeli radijskog kanala imaju dvije ključne primjene [5]. Prva primjena je za dizajniranje, ispitivanje i tipsko odobrenje radijskih sustava i za to su potrebni modeli kanala koji odražavaju važna svojstva rasprostiranja u kanalu, a posebno svojstva koja imaju utjecaj na performanse sustava. To se danas tipično postiže pojednostavljenim modelima kanala koji opisuju statistiku impulsnog odziva u parametarskom obliku. Broj parametara je mali i ne ovisi o specifičnoj lokaciji. Ovako zamišljeni modeli lako se mogu implementirati od strane dizajnera sustava u ispitne svrhe. Ovaj rad opisuje upravo ovakvu primjenu radijskih kanala koje ćemo nazivati i referentnim modelima, međutim inovativni koncept ovog rada temelji se na referentnim modelima koji su ujedno i deterministički što je detaljno objašnjeno u poglavlju 2.4. kao i u poglavlju 3.

Druga primjena je od strane dizajnera radijskih mreža koji su zainteresirani za optimizaciju određenog radijskog sustava u određenom zemljopisnom području. Lokacije baznih stanica (BS) i drugih parametara dizajna mreže trebaju biti optimizirani na računalu, a ne tijekom značajno skupljih terenskih testova odnosno metode pokušaja i pogreške. Za ovakve primjene se tipično koriste lokacijski-specifični (engl. site-specific) modeli kanala koji koriste dostupne geografske i morfološke podatke o okruženju. Ovakvi modeli kanala svejedno moraju biti dovoljno robusni da uzmu u obzir potencijalne male pogreške u geografskim bazama podataka.

Za ove se dvije primjene koriste tri metode modeliranja:

1. **Pohranjeni impulsni odzivi kanala:** Uređaj koji mjeri, digitalizira i pohranjuje impulsni odziv kanala $h(t, \tau)$ zove se ispitivač radijskog kanala (engl. Channel Sounder). Ključna prednost ovog pristupa modeliranju je realističnost rezultirajućeg impulsnog odziva (s ograničenjem korištenih antena vezanih za frekvencijsku ovisnost dijagrama zračenja). Simulacije kanala koje se koriste ovako pohranjenim podacima su ponovljive, budući da su podaci dostupni i mogu se ponovno koristiti neograničeno, čak i za simulacije različitih sustava. Ovo je važno jer za razliku od terenskih ispitivanja cijelih sustava jamči da će impulsni odziv ostati

konstantan tijekom vremena. Nedostaci korištenja pohranjenih impulsnih odziva kanala su značajni troškovi i napor za prikupljanje i pohranu velike baze podataka i činjenica da ovi podaci karakteriziraju određeno područje te ne moraju biti reprezentativni za neko ciljano okruženje rasprostiranja.

2. **Deterministički modeli kanala:** Ovi modeli koriste geografske i morfološke podatke iz baze podataka okruženja kako bi deterministički riješili Maxwellove jednadžbe ili neku aproksimaciju tih jednadžbi. Osnovna je filozofija ista kao kod pohranjenih impulsnih odziva kanala, određuje se impulsni odziv na određenom geografskom području. Zbog toga se obje ove metode često smatraju lokacijski-specifičnim. Nedostaci determinističkih modela kanala u usporedbi s pohranjenim impulsnim odzivima su značajno veći računalni zahtjevi i činjenica da su rezultati manje točni zbog netočnosti u bazama podataka i aproksimativne metode numeričkih proračuna. Glavna prednost ovih modela je brzina, lakoća i niži trošak izvođenja računalnih simulacija u odnosu na izvođenje mjernih kampanja. Osim toga, određene metode računanja poput metode slijeđenja zrake (RT) omogućuju izolaciju različitih mehanizama rasprostiranja što je bitna prednost kod modeliranja.
3. **Stohastički modeli kanala:** ovi modeli kanala oblikuju i definiraju funkciju gustoće vjerojatnosti (engl. Probability Density Function – pdf) impulsnog odziva ili ekvivalentne funkcije. Ovi modeli ne pokušavaju točno predvidjeti impulsni odziv na određenoj lokaciji, već predvidjeti funkcije gustoće vjerojatnosti na velikom području.

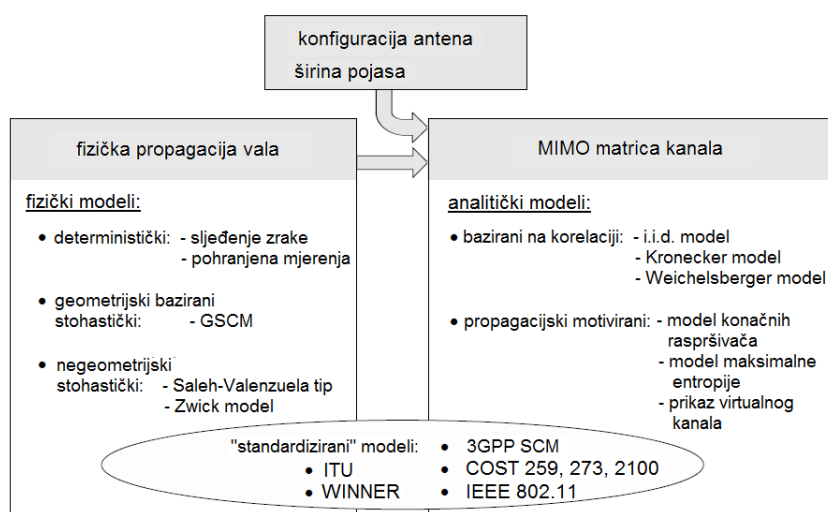
U praksi se danas stohastički modeli više koriste za dizajn i usporedbu sustava tj. za referentno modeliranje, dok se lokacijski specifični modeli više koriste za mrežno planiranje i implementaciju sustava. Ovaj rad se s druge strane temelji na pretpostavci da je i za dizajn i usporedbu sustava, tj. za referentne modele kanala, bolje koristiti realistične podatke nego parametrizirati mjerenja te finalno dobiti impulsni odziv kanala stohastičkim procesom. S druge strane, deterministički i stohastički pristupi se mogu i kombinirati kako bi se poboljšala učinkovitost modela pa se tako parametri većeg-razmjera (primjerice prosječna snaga i sl.) može dobiti iz determinističkog modela, a sitne lokalne varijacije putem stohastičkog modela.

Očito je da svaka od tri metode modeliranja ima prednosti i mane te niti jedna od njih ne može postići savršenu točnost pa je zato važno utvrđivanje kriterija za "zadovoljavajuću točnost". Sa

znanstvenog stajališta bilo kakva netočnost je nezadovoljavajuća, dok sa inženjerskog stajališta nema smisla povećati točnost modeliranja (i time troškove i napor) iznad određene razine.

Za determinističke metode modeliranja, netočnosti u bazi podataka okruženja dovodi do neizbježnih pogrešaka. Za stohastičke modele koji su izvedeni iz mjerenja, stohastička priroda generiranja impulsnog odziva, konačan broj mjernih točaka kao i pogreške u mjerenju opet ograničavaju moguću točnost. Idealno bi pogreške nastale zbog određenog načina modeliranja trebale biti manje od pogrešaka zbog neizbježnih netočnosti. Brzim razvojem modernih računala i sve preciznijim geografskim i morfološkim podacima o radijskom okruženju, primjetan je trend sve veće popularnosti determinističkih modela kanala.

Postojeći modeli kanala pokrivaju širok raspon različitih pristupa te se mogu klasificirati s obzirom na različite aspekte, kako je opisano u [15]. Autori [15] čine glavnu podjelu na fizikalne i analitičke modele kako je vidljivo na Slici 2.1 Fizički modeli temelje se na efektima rasprostiranja, tj. dvostruko-usmjerenim višestaznim rasprostiranjem, dok analitički modeli opisuju kanal analitički [15] bez da eksplicitno uzimaju u obzir efekte rasprostiranja.



Slika 2.1 Klasifikacija kanala i modela rasprostiranja prema [16]

Fizički modeli se mogu se podijeliti na determinističke modele, stohastičke geometrijske modele (engl. Geometry Based Stochastic Channel Model – GSCM) i stohastičke ne-geometrijski

modele. Kod determinističkih modela parametri fizičkog rasprostiranja su potpuno određeni, a primjer su metoda slijeđenja zrake i pohranjeni podaci dobiveni terenskim mjerenjem. Kod stohastičkih geometrijskih modela (engl. Geometry Based Stochastic Channel Model - GSCM) kanalni odziv je elektromagnetski val koji se kreće između odašiljača, prijamnika i više raspršivača, koji su postavljeni na slučajan način. Za razliku od stohastičkih geometrijskih modela, stohastički ne-geometrijski modeli opisuju i određuju fizičke parametre (DoD, DoA, kašnjenje) potpuno stohastički bez uzimanja u obzir specifične geometrije prostora.

Analitički modeli definiraju prijenosnu funkciju kanala između odašiljača i prijamnika matematički, bez razmatranja rasprostiranja elektromagnetskog vala. Analitički se modeli često koriste za razvoj i provjeru novih algoritama, a dijele se na modele motivirane rasprostiranjem i na modele bazirane na korelaciji. Modeli motivirani rasprostiranjem za modeliranje kanala koriste parametre rasprostiranja, a primjeri ovakvih modela su konačni model raspršenja, model maksimalne entropije i model virtualne reprezentacije kanala. Modeli bazirani na korelaciji za modeliranje kanala koriste statističke veze između članova prijenosne matrice kanala, a primjeri ovakvih korelacijski baziranih analitičkih modela kanala su Kroneckerov model i Weichselbergerov model.

U daljnjoj razradi dat će se pregled isključivo empirijskih, stohastičkih i determinističkih modela kanala.

2.2. Empirijski i stohastički modeli radijskog kanala

U ovom poglavlju slijed pregled modela radijskog kanala i to ovisno o tipu modela kanala počevši s uskopojasnim modelima kanala, a zatim se opisuju širokopojasni i usmjereni modeli kanala. Poglavlje 2.3. posvećeno je standardiziranim modelima kanala koji se opet mogu svrstati u neku od navedenih kategorija.

2.2.1 Ukopojasni modeli kanala

Kod stohastičkog opisa kanala različitim funkcijama distribucije opisujemo dobitak u kanalu. Konkretno, brzi fading nastao uslijed promjene pozicije reda veličine valne duljine opisuje se Rayleighovom razdiobom za slučaj puno višestaznih komponenti bez dominantne (direktna vidljivost - LOS) komponente, dok se za slučaj LOS i sa višestaznim komponentama koristi

Riceova razdioba. Za tzv. „spori“ feding nastao uslijed gibanja mobilnog prijamnika na većoj udaljenosti za modeliranje se koristi log-normalna razdioba.

Za razliku od širokopojasnih modela, kod uskopojasnih modela kanala feding jednoliko djeluje na sve frekvencijske komponente. Ta se pojava često zove i ravni feding (engl. Flat fading).

2.2.1.1 Modeliranje fedinga malog i velikog razmjera

Za uskopojasni kanal, impulsni odziv je delta funkcija s vremenski promjenjivim prigušenjem, tako da za sporo vremenski promjenjive kanale vrijedi:

$$h \quad , \quad 2.1$$

Varijacije amplitude u malom prostoru obično se modeliraju stohastički s auto korelacijskom funkcijom koja je određena Dopplerovim spektrom. Kompleksna amplituda je modelirana sa srednjom vrijednošću nula te sa kružno simetričnim kompleksnim Gaussovim slučajnim varijablama. Budući da to dovodi do Rayleighove distribucije apsolutne amplitude, onda se ovaj slučaj tipično zove i Rayleighov feding.

Prilikom razmatranja varijacija prijamne snage u većem području, prosječna amplituda za mali razmjer ima log-normalnu distribuciju sa standardnom devijacijom (tipične vrijednosti su od 4 do 10 dB). Za prostornu autokorelacijsku funkciju log-normalnog zasjenjenja (prigušenja) obično se pretpostavlja da je dvostrana eksponencijalna funkcija s korelacijskim udaljenostima između 5 i 100 m, ovisno o okruženju.

2.2.2 Modeli gubitaka prijenosa (Pathloss)

Modeli kanala koji modeliraju prijamnu razinu snage usrednjenu preko fedinga velikog i malog razmjera zovu se pathloss modeli. Ovi modeli su dobiveni empirijski odnosno modelirani su u potpunosti iz determinističkih mjerenja. Najjednostavniji modeli takve vrste su pathloss model gubitka slobodnog prostora i tzv. modeli s prijelomnom točkom (engl. Breakpoint) koji se temelje na modelu dvije zrake. Breakpoint modeli su modelirani eksponencijalnom funkcijom s eksponentom 2 za udaljenost , te sa eksponentom 4 za udaljenosti

. U sofisticiranijem modelima koji će biti opisani u nastavku, gubitak prijenosa ne ovisi

samo o udaljenosti već i o nekim dodatnim parametrima kao što su visina zgrade, tip okruženja (npr. prigradsko, gradsko ili ruralno okruženje) itd.

Okumura Hata model

Okumura-Hata je daleko najpopularniji model u kategoriji pathloss modela. Gubitak prijenosa PL (u dB) definiran je sljedećem formulom [5]:

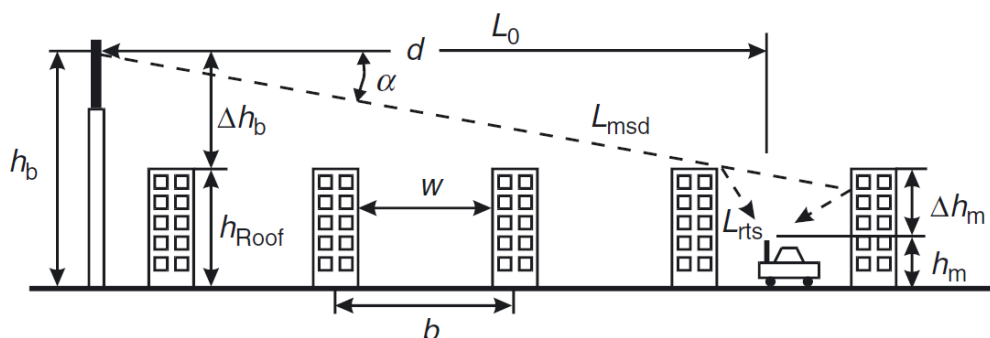
$$PL = 69.55 + 37.7 \log_{10} f - 13.82 \log_{10} h_b - 13.82 \log_{10} h_m + 44.78 \log_{10} d \quad (2.2)$$

gdje faktori f , h_b i h_m ovise o frekvenciji i visini antene. Faktor f se povećava s porastom frekvencije podnosioca, a smanjuje se s povećanjem visine bazne stanice (BS) i mobilne stanice (MS). Faktor h_b koji je eksponent gubitka prijenosa se također smanjuje s povećanjem visine BS. Model je namijenjen samo za velike mobilne ćelije, pri čemu je BS postavljena iznad okolnih krovova.

COST 231 Walfish-Ikegami model

Model COST (engl. European COoperation in the Field of Scientific and Technical Research) 231-Walfish-Ikegami je prikladan za mikroćelije i male makroćelije, jer ima manje ograničenja na udaljenost između BS i MS i na visinu antene.

U ovom modelu, ukupni gubitak prijenosa se sastoji od gubitka slobodnog prostora PL_{FS , gubitka višestrukih zaslona PL_{MSL} (engl. multiscreen loss) duž puta rasprostiranja i prigušenja od strane posljednjeg ruba krova do MS, PL_{RSTDSL} (engl. Rooftop-to-Street Diffraction and Scatter Loss) kako se vidi na Slici 2.2. Gubitak slobodnog prostora ovisi o frekvenciji i udaljenost, dok gubitak difrakcije od ruba krova ovisi o frekvenciji, širini ulice i visine MS, kao i o orijentaciji ulice u odnosu na vezu BS-MS. Gubitak višestrukih zaslona ovisi o udaljenosti između zgrada, udaljenosti između BS i MS, frekvenciji, visini BS i visina krova. Model pretpostavlja tzv. Manhattan raspored ulica (ulice se križaju pod pravim kutom), konstantnu visinu zgrada i ravni teren. Model ne uključuje učinak valovoda kroz ulične kanjone, što može dovesti do podcjenjivanja prijamne razine snage.



Slika 2.2 Parametri COST 231-Walfish-Ikegami modela [17]

Motley-Keenan model

Za unutarnje okruženje (indoor), vrlo važnu ulogu igra prigušenje zidova. Na temelju ovog razmatranja, prema Motley-Keenan modelu kanala gubitak prijenosa (izražen u dB) izražen je formulom [5]:

$$10 \log \text{ — } 2.3$$

gdje je zbroj prigušenja zidova kroz koje višestazna komponenta mora penetrirati na putu od odašiljača (Tx) do prijamnika (Rx). Na sličan način opisuje sumu prigušenja katova (stropovi i podovi) koji se nalaze između BS i MS. Ovisno o materijalu, prigušivanje jednog zida može biti između 1 i 20 dB u pojasu frekvencija od 300 MHz do 5 GHz i značajno više na višim frekvencijama.

Motley-Keenan model je lokacijski specifičan pa zato postoje zahtjevi na poznavanje lokacije BS, MS te tlocrta prostorija. Model nema visoku točnost jer zanemaruje puteve rasprostiranja koji ne idu kroz zidove. Rasprostiranje između dva udaljena ureda može ići između više zidova (kvazi LOS) ili kroz hodnik. Rasprostiranje kroz hodnik često može biti učinkovitija, iako od strane Motley-Keenan modela nije uzeta u obzir.

2.2.3 Širokopolasni modeli

Utjecaj višestaznog rasprostiranja u širokopolasnim sustavima može se interpretirati na dva različita načina:

³⁵₁₇ prijenosna funkcija kanala se mijenja kroz zadanu širinu pojasa (ovo se zove frekvencijska selektivnost kanala)

³⁵₁₇ impulsni odziv kanala nije delta funkcija odnosno dolazni signal ima dulje trajanje od odaslanog signala (ovo se zove disperzija kašnjenja).

Ova dva tumačenja su zapravo ekvivalentna, što se može vidjeti provedbom Fourierove transformacije između vremenske domene (kašnjenje) i frekvencijske domene

Radio komunikacijski sustavi koji koriste širokopojasne kanale imaju neka važna svojstva poput problema interferencije između simbola (engl. Inter Symbol Interference - ISI) što se najlakše tumači disperzijom kašnjenja. Ako odašiljemo simbol duljine T , dolazni signal ima dulje trajanje pa zato interferira sa sljedećim simbolom. Sa štetnim učinkom ISI aktivno se bori korištenjem ekvilizatora. Čak i ako na neki dio prijenosnog spektra postoji snažan utjecaj fedinga, postoje drugi dijelovi spektra i frekvencije na koje feding ne utječe. Kako bi se mogla iskoristiti ova činjenica potrebne je koristiti posebne tehnike kodiranja i obrada signala.

Svojstva širokopojasnih kanala ne ovise samo o frekvenciji nego i o lokaciji što je povezano s usmjerenim svojstvima kanala odnosno smjerovima iz kojih dolaze višestazne komponente. Svojstva usmjerenog kanala su vrlo bitna za modeliranje antenskog diverziteta i više-elementnih antena i MIMO sustava.

2.2.3.1 Modeli linije za kašnjenje s odvojcima

Najčešće korišteni širokopojasni model kanala je model Rayleighovog fedinga s N-odvojaka (engl. N-tap) što znači da amplitude svih odvojaka podliježu Rayleighovom fedingu. Dodavanjem LOS komponente impulsni odziv kanala postaje:

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n e^{j\phi_n} \delta(t - \tau_n) + \alpha_{LOS} e^{j\phi_{LOS}} \delta(t - \tau_{LOS}) \quad (2.4)$$

gdje se LOS komponenta ne mijenja s vremenom, dok su α_n kompleksni stohastički Gaussovi procesi sa srednjom vrijednosti nula čija je funkcija autokorelacije određena pomoću Dopplerovog

spektra (npr. Jakesov spektar). U većini slučajeva vrijedi tako da je amplitudna raspodjela prvog odvojka Riceova.

Model je dodatno pojednostavljen kada je broj odvojaka ograničen na 2 te nisu dopuštene LOS komponente. Ovo je najjednostavniji stohastički feding kanal koji prikazuje disperziju kašnjenja te je zato vrlo popularan za teorijsku analizu. Ovakav model se naziva i kanal s dva prijenosna puta, kanal s dvostrukim kašnjenjem ili kanal s dva šiljka.

Drugi popularni model kanala sastoji se od čisto determinističke LOS komponente i jednog (1) odvojka čije se kašnjenje može razlikovati od . Ovaj se model naširoko koristi za modeliranje satelitskih komunikacija jer u takvim kanalima gotovo uvijek postoji LOS komponenta, a refleksije od zgrada u blizini prijamnika dovode do zakašnjelih feding komponenti. Kanal postaje Riceov kanal s ravnim fedingom kada je .

2.2.3.2 Modeli za profil snaga-kašnjenje

Promatranjem i bilježenjem velike količine mjerenja došlo se do zaključka da se profil snaga-kašnjenje (engl. Power Delay Profile - PDP) može aproksimirati jednostranom eksponencijalnom funkcijom:

$$\exp \left(-\frac{\tau}{\tau_{\text{RMS}}} \right), \quad \tau \geq 0$$

$$0, \text{ ostalo}$$
2.5

U općenitijem modelu PDP je zbroj nekoliko zakašnjelih eksponencijalnih funkcija, što odgovara više klastera (engl. Cluster) i objekata interakcije (engl. Interacting Object – IO):

$$\sum_{l=1}^L \exp \left(-\frac{\tau - \tau_l}{\tau_{\text{RMS},l}} \right) \cdot \delta(\tau - \tau_l)$$
2.6

Pri tome su τ_l , $\tau_{\text{RMS},l}$ i $\delta(\tau - \tau_l)$ snaga, kašnjenje i disperzija kašnjenja l-tog klastera. Bitno je napomenuti da je klaster skupina zraka sa sličnim dolaznim prostornim kutom. Za PDP u obliku jednadžbe (2.5) RMS raspršenje kašnjenja je karakterizirano disperzijom kašnjenja. Za slučaj više klastera kako je opisano jednadžbom (2.6) raspršenje kašnjenja je definirano matematički, iako s ograničenim fizičkim značenjem. Velika većina mjernih kampanja dostupnih u literaturi ipak

koristi samo ovaj parametar za karakterizaciju disperzije kašnjenja. Tipične vrijednosti raspršenja kašnjenja su od 5 do 10 u unutarnjem okruženju kuća pa sve do 100 do 800 u gradskom okruženju makroćelije.

Raspršenje kašnjenja je i funkcija udaljenosti između BS i MS, a povećava se sa udaljenosti približno kao $\sqrt{d}$, gdje je d udaljenost. U gradskom i prigradskom okruženju, α je približno 0,5, a u planinskom okruženju α je približno 1. Raspršenje kašnjenja pokazuje znatne varijacije velikih razmjera te je u više radova vidljivo da raspršenje kašnjenja ima log-normalnu distribuciju s varijancom od tipično 2 do 3 dB u prigradskim i gradskim okruženjima.

2.2.3.3 Modeli za dolazno vrijeme zraka i klastera

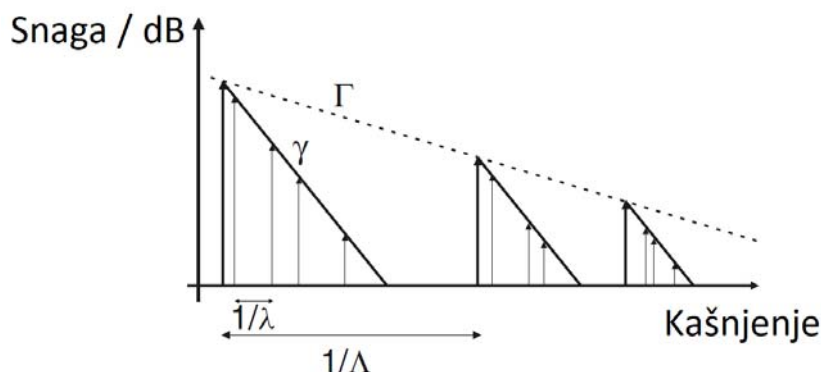
U prethodnom poglavlju su modelirani PDP-ovi bili kontinuirane funkcije kašnjenja što implicira da je širina Rx pojasa toliko mala da se različite diskretne višestazne komponente nisu mogle razlikovati te su bile „razmazane“ u kontinuirani PDP. Za sustave s većom širinom pojasa različite diskretne višestazne komponente mogu se razlikovati. U tom slučaju je korisno opisati PDP vremenima dolaska višestaznih komponenti uz dodatnu funkciju koja opisuje snagu višestaznih komponenti kao funkcije kašnjenja.

Za statističko modeliranje dolaznih vremena višestaznih komponenti pretpostavlja se da su objekti koji uzrokuju refleksije u gradskom okruženju slučajno smješteni u prostoru, što dovodi do Poissonove razdiobe za dodatno kašnjenje. Mjerenja su međutim pokazala da višestazne komponente dolaze u skupinama tj. klasterima. Kao rezultat ove činjenice razvijena su dva modela: Δ model i Saleh-Valenzuela (SV) model.

Δ model ima dva stanja: S_1 i S_2 , gdje je srednja učestalost dolaska dolazne zrake λ_1 u stanju S_1 te λ_2 u stanju S_2 , gdje je srednja stopa dolaska dolazne zrake λ . Proces počinje sa S_1 . Ako višestazna komponente dođe u vrijeme t , prelazi se na stanje S_2 za interval Δ . Ako u tom intervalu ne pristignu dodatne zrake, prelazi se na stanje S_1 na kraju intervala. Za $\lambda_1 = 1$ i $\lambda_2 = 0$, ovaj postupak prelazi u standardni Poissonov proces.

Saleh-Valenzuela (SV) model ima malo drugačiji pristup jer apriori podrazumijeva postojanje klastera. Unutar svakog klastera, višestazne komponente dolaze u skladu s Poissonovom distribucijom, a dolazna vremena samih klastera su također u skladu s Poissonovom distribucijom

(naravno s različitim vremenskom konstantom između dolaznih vremena). Snage višestaznih komponenti unutar klastera eksponencijalno se smanjuju s kašnjenjem, a snaga klastera u skladu je s drugačijom eksponencijalnom distribucijom kako se vidi na Slici 2.3.



Slika 2.3. Saleh-Valenzuela model [5]

Matematički se koristi sljedeći diskretni vremenski impulsni odziv:

$$h = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (2.7)$$

2.2.4 Usmjereni modeli kanala

2.2.4.1 Opća struktura i faktorizacija modela

Usmjereni model generalno je baziran na dvostruko usmjerenom spektru kašnjenje-snaga (engl. Double Directional Delay Power Spectrum – DDDPS) koji ovisi o tri varijable: smjeru dolaska (engl. Direction of Arrival - DoA), smjeru odlaska (engl. Direction of Departure - DoD) i kašnjenju. Model će se značajno pojednostaviti ako se DDDPS može faktorizirati u tri funkcije, od kojih svaka ovisi o samo jednom parametru:

$$P(\Omega, \Psi, \tau) = P_A(\Omega) P_D(\Psi) P_\tau(\tau) \quad (2.8)$$

To znači da je kutni spektar snage (engl. Angular Power Spectrum - APS) kod BS neovisan o kašnjenju, a isto vrijedi i za APS kod MS. APS kod MS je neovisan o smjeru u kojem BS odašilje te je APS kod BS neovisan o smjeru u kojem MS prima.

Ovakva faktorizacija modela uvelike pojednostavljuje proračune kao i parametrizaciju modela kanala. Faktorizacija međutim ne odgovara uvijek fizičkoj stvarnosti u kanalu. Zato općenitiji model pretpostavlja da se DDDPS sastoji od nekoliko klastera, od kojih svaki ima odvojen DDDPS:

$$\Omega, \Psi, \dots, \Omega, \Psi, \dots \quad 2.9$$

Ovdje indeks označava klaster, a indeks indeksira klastere. Ovaj se model reducira u jednadžbu (2.8) samo u slučaju da postoji samo jedan klaster.

2.2.4.2 Kutna disperzija kod bazne stanice (BS)

Najčešći model za APS kod BS je Laplaceova razidoba po azimutu [18]:

$$\propto \sqrt{2} \frac{1}{\Omega} \quad 2.10$$

gje je srednji kut azimuta. Elevacijski kutovi se obično modeliraju kao delta funkcija (tj. Poyntingov vektor je incidentan na horizontalnu ravninu) tako da je Ω , a alternativno se modelira kao Laplaceova funkcija.

Raspon RMS raspršenja po kutu i raspršenja po kutu klastera značajno ovisi o okruženju. Primjerice u okruženju unutarnjeg ureda je taj raspon od 10° do 20° za NLOS i tipično 5° za LOS. Kod mikroćelija je taj raspon od 5° do 20° za NLOS i od 10° do 40° za LOS te primjerice u ruralnom okruženju od 1° do 5°.

2.2.4.3 Kutna disperzija kod mobilne stanice (MS)

U vanjskom okruženju se obično pretpostavlja da EM val upada prema MS sa svih smjerova po azimutu jer je MS okružena sa lokalnim objektima interakcije (npr. automobili, ljudi, kuće, itd.). Iako model kutne disperzije kod MS datira iz 1970-ih nedavne studije su pokazale da se raspršenje po azimutu može značajno smanjiti, posebice u uličnim kanjonima. je i u ovom slučaju aproksimiran s Laplaceovom razdiobom s raspršenjem kuta klastera reda veličine 20°. Raspršenje po kutu je osim toga funkcija kašnjenja. Za MS koje se nalaze u uličnim kanjonima bez LOS, malo kašnjenje je povezano s rasprostiranjem preko krova (engl. Over-The-Rooftop – ORT) što rezultira velikim raspršenjem po kutu, dok su s druge strane komponente s većim kašnjenjem valovodno

prenesene kroz ulice te time imaju manje raspršenje po kutu. U zatvorenim prostorima s kvazi-LOS rasprostriranjem, rane komponente imaju vrlo malo raspršenje po kutu, dok komponente s većim kašnjenjem imaju gotovo jednolik .

Za elevacijski kut na otvorenim prostorima, višestazne komponente koje se šire preko krovova imaju distribuciju po elevacijskom kutu koja je ujednačena između 0° i kuta pod kojim se vidi krov. Komponente koje dolaze kasnije, a koje se šire kroz ulične kanjone, imaju Laplaceovu distribuciju po elevacijskom kutu.

2.2.4.4 Polarizacija

Većina modela kanala analizira rasprostriranje samo za vertikalnu polarizaciju što odgovara odašiljanju i prijemu isključivo korištenjem vertikalno polariziranih antena. Postoji međutim sve veći interes za polarizacijski diverzitet tj. korištenje kolociranih antena koje primaju EM valove s različitim polarizacijama.

Nakon odašiljanja korištenjem vertikalno polarizirane antene EM val tipično ima interakcije s objektima koje će rezultirati da dio snage prijeđe u horizontalno polarizirani EM val prije dolaska na prijamnu antenu (vrijedi i obrnuto). Zato feding koeficijenti višestaznih komponenti moraju biti zapisani kao polarimetrijska matrica dimenzija 2×2 , tako da kompleksna amplituda postaje

$$2.11$$

gdje i i j označavaju vertikalnu i horizontalnu polarizaciju.

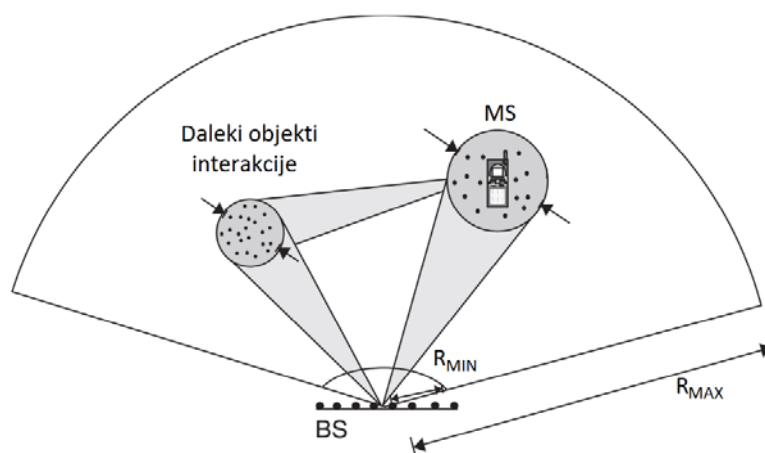
Najčešći polarimetrijski model kanala pretpostavlja da su ulazi u matricu statistički neovisne kompleksne Gaussove feding varijable. Za srednje snage i i j komponenti se pretpostavlja da su identične, jednako kao i za i i j komponente. Diskriminacija unakrsnih polarizacija (engl. Cross-Polarization Discrimination) je omjer srednjih snaga i i j komponenti izražen u dB koji se modelira kao Gaussova slučajna varijabla. Srednja XPD vrijednost i varijanca može ovisiti o okruženju rasprostriranja, pa čak i kašnjenju razmatranih komponenti. Tipične vrijednosti za srednju XPD vrijednosti su između 0 i 12 dB, za varijance od 3 do 6 dB [19].

2.2.4.5 Implementacije modela

U prethodnim potpoglavljima razrađen je kontinuirani model za kutni spektar, ali za implementaciju na računalu obično je potrebna diskretna verzija. Jedan od načina implementacije usmjerenog modela kanala je generalizirana linija kašnjenja s odvojcima.

Alternativa je takozvani model stohastičkog kanala koji se temelji na geometrijski baziranim stohastičkim modelima kanala. U ovom modelu stohastički se ne modeliraju snaga i smjer dolaska višestaznih komponenti nego položaj objekata interakcije i snaga tog procesa kako se vidi na Slici 2.4. Pretpostavlja se također da se samo jedna interakcije može dogoditi pa se usmjereni impulsni odziv dobiva u dva koraka:

1. Lokacije objekata interakcije se dodjeljuju prema pdf njihovih položaja.
2. Temeljem pretpostavke samo jedne interakcije određuje se doprinos objekata interakcije dvostruko usmjerenom impulsnom odzivu. Svaka višestazna komponenta koja odgovara jednom objektu interakcije ima jedinstven DOA, DOD, kašnjenje, amplitudu i fazni pomak.



Slika 2.4. Princip geometrijski baziranog stohastičkog modela kanala [5]

Najjednostavniji model temelji se na pretpostavci da su svi relevantni objekti interakcije u blizini MS. Ovaj slučaj je karakterističan za makroćelije s pravilnom strukturom zgrada kakve su česte u prigradskim okruženjima. EM val od MS ima interakciju s objektima oko MS, ali može ići i bez interakcije direktno do BS.

Postoje razni modeli za distribuciju objekata interakcije oko MS. Slučaj u kojem su svi objekti interakcije blizu MS-a je slučaj s jednim klasterom i s kutnim spektrom kašnjenje-snaga (engl. Angular Delay Power Spectrum - ADPS) koji je približno dan kao:

$$P(\theta) \propto \exp\left(-\frac{\sqrt{2}|\theta|}{\sigma}\right) \quad (2.12)$$

Generalizacija uključuje i takozvane daleke objekte interakcije (daleki raspršivači), koji odgovaraju visokim zgradama ili planinama. Takav daleki objekt interakcije može se modelirati kao jedan reflektor ili kao klaster objekata interakcije. Za razliku od objekata interakcije oko MS, lokacije dalekih objekata interakcije ostaju konstantne tijekom procesa simulacije.

2.2.4.6 Modeli matrice višestrukog ulaza i višestrukog izlaza

Prethodna potpoglavlja su opisivala modele koji uključuju podatke o smjeru višestaznih komponenti. Alternativni koncept koji je popularan u kontekstu sustava više-antenskih sustava je stohastički modelirati matricu impulsnog odziva MIMO (engl. Multiple Input Multiple Output) kanala. U ovom slučaju kanal nije karakteriziran samo s amplitudnom statistikom svakog elementa matrice (što je obično Rayleighova ili Riceova statistika), nego i sa korelacijom između elemenata matrice. Matrica korelacije (za svako zakašnjenje odvojak) definira se prvo slaganjem svih unosa matrice kanala u jedan vektor $h = [h_1, h_2, \dots, h_N]$, a zatim računanjem korelacijske matrice kao $R = hh^*$, gdje indeks * označava Hermitijan transpoziciju.

Jedan pojednostavljeni model ovog tipa pretpostavlja da se korelacijska matrica može napisati kao Kroneckerov produkt $R = R_d \otimes R_a$, gdje je R_d matrica korelacije po smjeru i R_a matrica korelacije po kašnjenju. Ovaj model implicira da je korelacijska matrica na prijammniku neovisna o smjeru odašiljanja.

2.3. Standardizirani modeli radijskog kanala

Standardizirani modeli radijskog kanala koriste se za učinkovito testiranje novih radijskih sustava i komponenata te novih vrsta modulacija, isprepletanja podataka, ispravljanja pogrešaka te kodnih shema za radio sustave [20] [18] [21] [22] [15] [23] [24]. Ove modele razvile su razne organizacije za specifične potrebe i specifične radio komunikacijske sustave.

Modeliranje radijskih kanala ima dugu povijest pa danas postoji velik broj modela razvijenih za razne scenarije. Neki od najistaknutijih modela za mobilne bežične sustave su ranije spomenuti Hata, Okomura-Hata i Walfish-Ikegami (svi razvijeni u sklopu COST231 [17]) koji su implementirani u mnogim današnjim standardima te su postali osnova za planiranje mobilnih mreža. Ovi modeli se osim kao alat za radijsko planiranje pokrivenosti mobilnih mreža, mogu koristiti i kao referentni modeli kanala (RMK) ako bi se njihovi parametri postavili na fiksne vrijednosti u svrhu komparacije radijskih sustava. Navedeni referentni modeli imaju brojna ograničenja te primjerice nisu primjenjivi za nove sustave koji su MIMO bazirani jer je za modeliranje MIMO sustava potrebno uzeti u obzir prostorna svojstva okruženja. Moderni referentni model treba implementirati mobilnost korisnika, kao i neizbježan Dopplerov učinak.

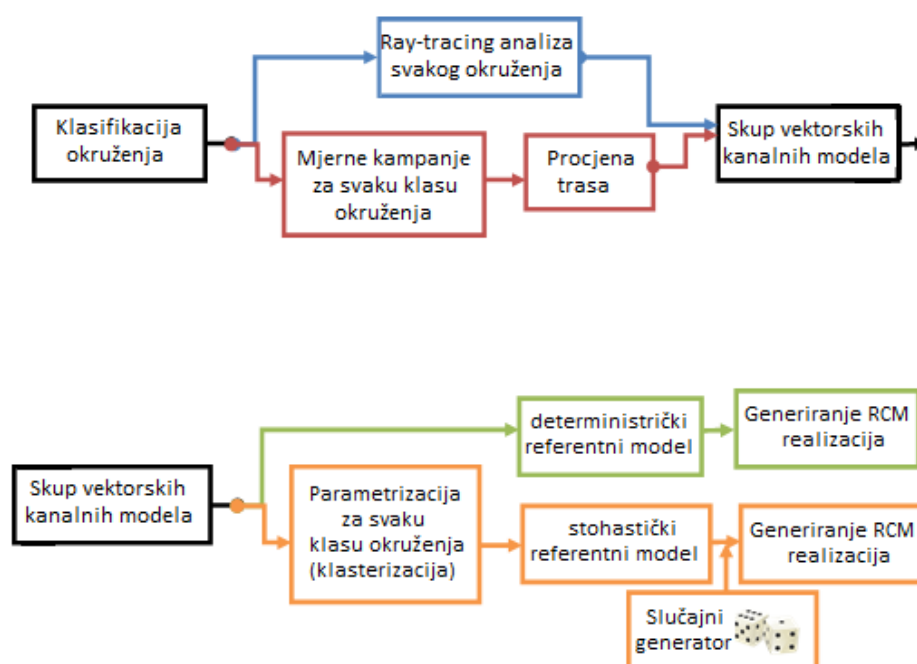
Osnovna svrha standardiziranih referentnih modela je sposobnost reprodukcije istih uvjeta u kanalu kako bi se omogućila usporedba različitih radijskih sustava (MIMO i ostalih) te različitih algoritama. Za fizički model to znači određivanje vrste radijskog okruženja i pripadajućih parametara rasprostiranja. Za analitičke modele postoji skup parametara tj. matričnih koeficijenata koji su unaprijed definirani za specifične scenarije. I danas postoji potreba za standardiziranim modelima koji bi uključivali što veći broj scenarija i što veći broj relevantnih parametara. Najpoznatiji standardizirani modeli kanala su COST259 [21] [22], COST273 [25], [26], COST2100 [24], [27], IEEE 802.11n/ac [28] [29], 3GPP/3GPP2, WINNER [30], ITU [31], itd. Ovi modeli su dobro definirani za određene scenarije, ali svejedno još uvijek postoje otvorena pitanja koja treba riješiti. S mrežama pete generacije (5G) dolaze i novi modeli poput METIS modela [32] koji rješava neke od nedostataka ranije navedenih standardiziranih modela.

Unatoč različitim načinima implementacije referentnih modela, postoje neki opće prihvaćeni principi koji se mogu koristiti kao osnova za razvoj ovih modela. Većina modela primjerice razlikuje unutarnje (engl. indoor) i vanjske (engl. outdoor) scenarije sa specifičnim i različitim svojstvima radijske okoline. Većina modela definira različita radijska okruženja (makro, mikro i pikoćelije) te scenarije rasprostiranja (gradski, prigradski, ruralni) koje zatim opisuje drugačiji skup parametara.

Ranije navedeni referentni modeli (osim METIS modela) su stohastički modeli i temelje se na parametrizaciji prethodno izmjerenih kanala nakon čega se kanalni odziv dobiva pomoću stohastičkog procesa [17-23]. Glavne prednosti stohastičkih referentnih modela su jednostavnost,

općenitost i niski zahtjevi na računalne resurse, pa stoga mogu brzo generirati veliki broj realizacija kanala. Međutim, zbog korištenja stohastičkog procesa, realizacije kanala mogu značajno odstupati od stvarnog ili izmjereneog scenarija.

Alternativa stohastičkim RMK je deterministički RMK koji daje kanale koji se temelje izravno na prethodno izmjerenim kanalima ili kanalima dobivenim RT simulacijama. Deterministički pristup pruža više pouzdanih podataka, ali se obično ne uzima u obzir za referentne kanale zbog iznimno velikih zahtjeva za kapacitetom pohrane i jako dugim vremenom trajanja obrade podataka. Proces kreiranja referentnog modela kanala prikaza je na Slici 2.5. Gornji dio Slike 2.5 prikazuje proces dobivanja informacija o reprezentativnim kanalima (statistički dovoljan broj slučajeva po klasi okruženja tj. makro, mikro, piko, gradska, gotovo-gradska okruženja) ili numerički (plavo obojano) ili putem mjerenja (crveno obojano). Donji dio Slike 2.5 prikazuje shemu procesa izrade RMK, korištenjem skupa modela vektorskih kanalnih modela izravnim korištenjem određenog simuliranog ili izmjereneog skupa modela kanala ili izgradnjom stohastičkog modela kroz složeni proces parametrizacije, nakon čega slijedi generiranje proizvoljnog broja slučajnih realizacija modela (donja grana u narančastoj boji).



Slika 2.5 Proces prikupljanja skupa vektorskih modela kanala kao baza za referentni model te proces dobivanja referentnih modela kanala

Podrobnija usporedba prednosti i nedostataka ova dva pristupa dana je u prethodnom radu [33]. U tom radu se kao zaključak navodi da je prikladnije izravno primijeniti RT podatke kao referentni model, umjesto da se koristi proces ekstrakcije parametara iz podataka kako bi se dobile realizacije kanala kroz stohastički proces rezultat čega mogu biti nerealistične realizacije kanala.

Veća računalna složenost determinističkih modela sve je manja prepreka zbog razvoja super-brzih računala. Deterministički RMK bi se sastojao od velike baze podataka simuliranih RT područja pohranjenih kao entiteti zraka. Područja koja se trebaju simulirati bi se odabrala i klasificirala prema njihovim svojstvima kako bi obuhvatila različita svojstva okoliša, tj. predstavljala okruženja poput gradskog, ruralnog, gustog gradskog, ulični kanjon i sl. Svaka simulirana površina bi zapravo predstavljala entitete zraka, pri čemu zrake dolaze iz unaprijed određene točke odašiljača, a za svaku iz entiteta dekodiranu zraku ova baza bi sadržavale podatke o prijamnoj snazi, kašnjenju, smjeru odlaska, smjeru dolaska i polarizaciji.

Budući da je simulacija slijeđenja zraka (RT) dugotrajan proces s izuzetno visokim zahtjevima na CPU i RAM memoriju, da bi se prevladao ovaj problem, a usprkos nedavnim napretku [34]

razvijena je nova shema kompresije i interpolacije RT zraka [35]. Shema je utemeljena na konceptu entiteta zraka što je važno jer omogućuje kontinuiranu interpolaciju snimljenih RT podataka na nekom prostoru te smanjuje memoriju potrebne za pohranu. Vrlo bitan pozitivan element ovog modela kanala je i prostorna konzistentnost jer bliski prijammici imaju vrlo sličan odziv kanala, što nije slučaj kod stohastički baziranih kanala. Ključni koncepti entiteta zraka opisat će se u trećem i četvrtom poglavlju ovog rada.

Većina trenutno korištenih RCM-a su stohastički tj. geometrijski bazirani stohastički modeli kanala. To znači da se parametri rasprostiranja za određenu realizaciju modela generiraju iz nekog stohastičkog procesa [15], [36] na temelju određenih fiksnih parametara. Međutim, priroda rasprostiranja u unutarnjim prostorima (engl. indoor) značajno se razlikuje od rasprostiranja EM na otvorenom prostoru (engl. outdoor), pa se algoritmi i skupovi parametara značajno razlikuju za unutarnje i vanjske stohastičke RMK. Iz tog razloga su ovi modeli opisani odvojeno.

2.3.1 Unutarnji stohastički bazirani RCM

2.3.1.1 Evolucija modela Saleh-Valenzuela

U slučaju ne-geometrijskih stohastičkih modela, put između odašiljača (Tx) i prijammika (Rx) opisan je samo statističkim parametrima za kašnjenje, bez veze s geometrijskim svojstvima fizičkog okruženja. Najznačajniji primjer je model Saleh-Valenzuela [37], koji se temelji na konceptu korištenja klastera višestaznih komponenti umjesto da se svaka zraka tretira pojedinačno.

Saleh i Valenzuela su predložili modeliranje klastera višestaznih komponenti u domeni kašnjenja putem dvostrukog eksponencijalnog procesa opadanja. Jedan eksponencijalni profil opadanja se koristi se za kontrolu snage višestaznog klastera. Drugi sa strmijim nagibom, koristi se za karakterizaciju višestazne komponente unutar pojedinačnog klastera. Izvorni jedan ulaz, jedan izlaz tj. SISO (engl. Single Input Single Output) model Saleh-Valenzuela [37] proširen je za višestruke ulaze i jedan izlaz tj. MISO (engl. Multi Input Single Output) [38] i MIMO shemu [39], [40]. Prošireni MIMO model Saleh-Valenzuela u [39] temelji se na pretpostavkama da su DoD i DoA statistike nezavisne i identične, što omogućuje karakterizaciju prostornih klastera s njihovim srednjim (prosječnim) kutom klastera i raspršenjem po kutu (engl. Angular Spread). Za srednji kut klastera $\bar{\phi}$ obično se pretpostavlja da je ravnomjerno raspoređen unutar raspona $[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$, dok kut

θ koji opisuje višestazne komponente u klasteru slijedi Laplaceovu raspodjelu. Ova funkcija gustoće vjerojatnosti može se opisati kao:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \exp \left(-\frac{\sqrt{2}}{2} |\theta| \right) \quad | \quad 2.13$$

gdje θ karakterizira raspršenje kuta klastera, a $\frac{1}{\sqrt{2}}$ je odgovarajuća normalizacijska konstanta [41]. Srednje kašnjenje svakog klastera karakterizirano je Poissonovim procesom. Pojedinačna kašnjenja višestaznih komponenti unutar klastera su karakterizirane drugim Poissonovim procesom relativno na srednje kašnjenje.

2.3.1.2 IEEE standardi – 802.11 serija

Model Saleh-Valenzuela koristi se, ali proširen s dodatnim parametrima u seriji standarda IEEE 802.11 [29] [28] za lokalne bežične mreže (WLAN). Za WLAN standard 802.11n model kanala je razvijen za unutarnje prostore (engl. indoor) te MIMO u frekvencijskim pojasevima od 2 GHz i 5 GHz. Radio kanal je specificiran za šest različitih scenarija gdje svaki od scenarija ima svoj vlastiti skup parametara. Model pokriva velike i male urede, obiteljske kuće i otvorene prostore za slučaj optičke vidljivosti (engl. Line of Sight – LOS) i slučajeve bez optičke vidljivosti (engl. Non-Line of Sight – NLOS).

Temelj IEEE 802.11n WLAN standarda je ne-geometrijski stohastički fizički model [15] tj. Saleh-Valenzuela model. Usmjereni impulsni odziv kanala karakterizira zbroj klastera, obično dva do šest (u skladu s mjerenjima). Svaki klaster sadrži 18 komponenti s različitim kašnjenjem odijeljen za najmanje 10 ns. Za svaku se komponentu dodaje DoA i DoD, a snaga se dobiva iz Laplaceove distribucije za kutove raspršenja od 20° do 40° i za dolazni kut (engl. Angle of Arrival – AoA) i za odlazni kut (engl. Angle of Departure – AoD). Ukupno rms kašnjenje za simulaciju određenog radijskog okruženja varira od 0 (konstantan fading) pa sve do 150 ns. MIMO kanal temelji se na Kroneckerovom modelu, koji opisuje Rayleighov fading u kanalu. Korelacijska matrica između odašiljača i prijamnika određuje se na temelju odnosa između snage, raspršenja kuta i antenskog niza. Model uzima u obzir vremenske varijacije kako bi emulirao pokretne raspršivače.

2.3.2 Vanjski stohastički bazirani RCM

2.3.2.1 3GPP stohastički bazirani RMK

3GPP (engl. 3rd Generation Partnership Project) model prostornog kanala [20] razvijen je kao referentni model kanala za procjenu MIMO parametara i metoda u otvorenim radijskim okruženjima, za sustave koji rade u frekvencijskom pojasu od 2 GHz uz širinu kanala od 5 MHz. 3GPP model sastoji se od dva dijela: kalibracijskog modela i simulacijskog modela.

Kalibracijski model je prostorni (engl. spatial) model kanala koji uključuje fizičke parametre za modeliranje na razini linka tj. radijske veze. Simulacije na razini radijskog linka odražavaju samo jedan trenutni uzorak ponašanja kanala i ne uzimaju u obzir karakteristike sustava kao što su raspoređivanje te HARQ (engl. Hybrid Automatic Repeat Request) pa ne omogućuju dobivanje zaključaka o tipičnom ponašanju sustava. Iz tog se razloga kalibracijski model ne koriste za konačnu komparaciju performansi različitih algoritama, već za potrebe kalibracije, tj. usporedbu performansi različitih implementacija jednog algoritma. Dopplerov efekt se na nekoj putanji definira kao funkcija smjera kretanja mobilne stanice, raspršenja po snazi i azimutu te AoA, čime se omogućuje modeliranje mobilnosti u sustavu. 3GPP model uključuje više antenskih konfiguracija.

Simulacijski model procjenjuje performanse različitih algoritama na razini sustava. Postupak ima tri koraka: određivanje okoline, dobivanje parametara za simulacije i generiranje koeficijenata kanala na temelju parametara. Postoje tri različita radijska okruženja: gradska makroćelija (oko 3 km između BS i MS, pretpostavlja se da je BS iznad krova), prigradska makroćelija (oko 3 km između BS i MS) i gradska mikroćelija (udaljenost između BS i MS manja od 1 km, pretpostavlja se da je BS u visini krova). Svako radijsko okruženje ima svoje parametre (raspršenje po kutu, kašnjenju itd.), ali struktura i metodologija korištene za simulaciju su jednake. Ako primjerice razmatramo vezu između BS i MS, geometrija je izvedena iz položaja MS, smjera antenskog niza i smjera kretanja, koji se odabire nasumično.

Gubici prijenosa (engl. Pathloss) se računaju iz poznatih modela. Gubici prijenosa za makroćeliju su bazirani na modificiranom COST231 Hata gradskom modelu, dok se za izračunavanje gubitaka prijenosa za mikroćeliju koristi COST231 Walfish-Ikegami NLOS model. Model je

opisan s $N=6$ putanja s različitim, slučajnim kašnjenjima, koji su također varijable funkcije gustoće vjerojatnosti koja se ponaša u skladu s uniformnom raspodjelom. Svaka putanja se sastoji od klastera s $M=20$ potputanja s identičnim snagama i fazama dobivenim od uniformne raspodjele od 0° do 360° , ali različitim relativnim pomakom za m -tu putanju. Relativni pomaci imaju fiksne vrijednosti, kao što je definirano 3GPP dokumentacijom. Prosječan smjer dolaska i smjer odlaska (DoA, DoD) uzduž jedne linije se nasumično odabire iz Gaussove distribucije. Varijacije vremenskog impulsnog odziva dolaze kao rezultati gibanja MS, što dovodi do fazne razlike između određenih potputanja.

Ponašanje sustava procjenjuje se na temelju niza simulacija za određen broj ćelija/sektora, BS i MS i za određen broj okvira. Zbog kretanja MS, u kanalu se tijekom jedne simulacije događa brzi fading. Pozicije MS se odabiru nasumično na početku svake simulacije, dok položaj BS ostaje fiksiran kroz nekoliko uzastopnih simulacija. Model ne ovisi o antenskom sustavu, koji se može odabrati proizvoljno. Nakon definiranja svih parametara i efekata antena, generira se matrica kanala s odgovarajućim koeficijentima. Simulacije mogu uključivati i dodatne opcije poput polarizacijskog modela, klastera od udaljenih raspršivača, LOS komponente u mikroćelijama, promijenjenu distribuciju raspršenja po kutu na MS što omogućuje simulaciju uvjeta rasprostiranja u uličnom kanjonu (engl. „keyhole“) itd.

3GPP je završio studiju 3D modela za LTE [42], čime je omogućeno snimanje i uvođenje scenarija relevantnih za modeliranje 3D kanala za 3GPP.

2.3.2.2 Winner model

WINNER (Wireless World Initiative New Radio) model [30] razvijen je za bežične komunikacijske sustave u frekvencijskim pojasevima od 2 do 6 GHz i za širine kanala do 100 MHz. WINNER je geometriji bazirani stohastički model koji primjenjuje generičku strukturu za sve scenarije. WINNER definira 13 različitih scenarija rasprostiranja: unutarnji, unutarnji prema vanjskom, gradska mikroćelija, loša gradska mikroćelija, unutarnji hostpost, vanjski prema unutarnjem, stacionarni, prigradska makroćelija, gradska makroćelija, loša gradska makroćelija, makro gradska vanjska prema unutarnjom, ruralna makroćelija i mreže u kretanju. Poput 3GPP modela, WINNER također ima kalibracijski model – CDL (Cluster Delay Line) koji se koristi za kalibraciju i usporedbu. Za simulacije je razvijen generički model na razini sustava, koji može

opisati proizvoljan broj realizacija okruženja rasprostiranja za sve definirane scenarije i željene konfiguracije antene.

Budući da je WINNER stohastički RMK, parametri kanala za pojedinačne uzorke su određeni stohastički, temeljeni su na statističkim razdiobama dobivenim temeljem mjerenja radijskog kanala. Korisnik može odrediti geometriju i dijagram zračenja antene. Model se također temelji na klasterima, pri čemu se klaster definira kao putanja koja je raspršena u prostoru, ili u domeni kašnjenja ili u domeni kašnjenja i kuta. Broj višestaznih komponenti u klasteru je postavljen na 20, kao u 3GPP modelu kanala.

Zahvaljujući partnerima iz industrije koji su bili aktivno uključeni u WINNER projekt, proveden je čitav niz mjerenja čiji su rezultati korišteni za parametrisiranje modela (gubici prijenosa, karakteristike fedinga, profil snage i kašnjenja, raspršenje po kutu i kašnjenju, među-polarizacijski faktori itd.).

Postoje dvije skupine parametara:

1. parametri velikih razmjera: raspršenje i distribucija kašnjenja, raspršenje i distribucija AoD, raspršenje i distribucija AoA, standardna devijacija fedinga u zasjenjenom području, Riceov K-faktor. Ovi se parametri smatraju prosječnim tj. neizmijenjenim u odnosu na tipični segment kanala tj. nekoliko desetaka valnih duljina.
2. Parametri podrške: parametar skaliranja za distribuciju kašnjenja, omjere snage među polarizacijama, broj klastera, raspršenje odlaznog kuta klastera, raspršenje dolaznog kuta klastera, zasjenjenje po klasteru, auto-korelacija LS parametara, međusobna korelacija LS parametara, broj zraka po klasteru.

Proces modeliranje ima tri faze. Prva faza uključuje definiranje scenarija rasprostiranja sa svim parametrima, zatim se provode mjerenja. Druga faza je analiza prikupljenih i pohranjenih podataka dobivenih mjerenjem, npr. skup impulsnih odziva, podataka o gubicima prijenosa ili ekstrahiranim više-dimenzionalnim parametrima rasprostiranja. Treća faza sastoji se od procesa simulacije temeljenom na vrijednostima slučajnih parametara dobivenih kao rezultat odgovarajuće funkcije distribucije vjerojatnosti.

2.3.2.3 COST 259, 273 i 2100 modeli

COST modeli također pripadaju grupi geometrijski baziranih stohastički modela. COST 259 model [21], [22] prvi je razmatrao više antena na baznoj stanici tj. MISO slučaj, dok su COST 273 [25], [26] i COST 2100 [24], [27] modeli uveli puni MIMO. Osnovna struktura COST modela uvedena je s COST 259 modelom, a zatim usvojena i dalje razvijena u COST 273 i COST 2100 modelima.

Tablica 2.1 Scenariji rasprostiranja u COST259 modelu

Makroćelija	Mikroćelija	Pikoćelija
Opća tipična gradska	Opća gradska mikroćelija	Opći LOS ured
Opća loša gradska	Opća loša gradska mikroćelija	Opći NLOS ured
Opće ruralno područje	Opći otvoreni prostor	Opći LOS hodnik
Opći brdoviti teren	Opći NLOS otvoreni prostor	Opći NLOS hodnik

COST 259 opisuje karakteristike radijskog rasprostiranja u radnom okruženju korištenjem strukture sa tri razine, sa specifičnim radijskim okolinama/scenarijima rasprostiranja kako je prikazano u Tablici 2.1:

1. Vrste ćelije: makro, mikro i pikoćelije
2. Radijsko okruženje je definirano je za svaki tip ćelije tj. generalizirani prikaz okruženja: gradsko, ruralno, brdovito okruženje itd.
3. Scenariji rasprostiranja: Slučajne realizacije višestaznih uvjeta prilikom čega su parametri velikih razmjera konstantni unutar scenarija rasprostiranja.

COST 259 sve skupa definira 13 različitih radijskih okruženja, svakog sa svojim parametrima. Specifični parametri smanjuju složenost i omogućuju da model dobro odgovara stvarnom scenariju. Dodatno, velik broj različitih scenarija čini model općenitim.

COST 259 model također koristi klastere zraka. Klaster je definiran kao skupina zraka sa sličnim kutovima dolaska i sličnim kašnjenjem, što smanjuje vrijeme računanja i kompleksnost. Mjerenja su zaista pokazala postojanje klastera, odnosno da komponente EM signala (zrake) obično dolaze u skupinama višestaznih komponenti u slično vrijeme i sa sličnim kutom dolaska. U otvorenim područjima klasteri se pojavljuju zbog interakcije odaslanog (Tx) signala s preprekama (primjerice skupina visokih zgrada u gradskim područjima) ili zbog primjerice utjecaja klastera

lokalnih raspršivača (objekti u neposrednoj blizini MS). U zatvorenim prostorima klasteri nastaju zbog primjerice otvora (vrata ili prozori) ili zbog raspršenje kuta uslijed rasprostiranja kroz zidove. Koncept klastera pruža značajno pojednostavljenje u usporedbi s modeliranjem svake pojedine višestruke komponente, jer se broj razmatranih komponenti značajno smanjuje.

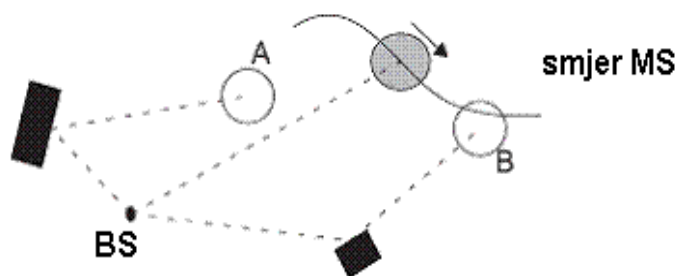
Međutim, sve zrake s istim kutom dolaska i kašnjenjem ne pripadaju nužno istom klasteru. Zbog ograničene prostorne rezolucije mjerenja, ponekad se različite skupine zraka ne mogu razlikovati na prijammiku, pa se pogrešno grupiraju u isti klaster. Klaster obično sadrži grupu zraka sa sličnim kutom i vremenom dolaska, ali na prijammiku postoje i druge skupine zraka u prostoru "kašnjenje-kut", koji pripadaju području niske snage. Ukoliko se radi s boljom razlučivosti, zrake unutar klastera se ne mijenjaju, za razliku od skupine višestaznih komponenti koje će u slučaju bolje razlučivosti biti razdvojene u različite klastere.

COST259 model temelji se na shemi s jednim raspršivačem. Raspršivači su distribuirani stohastički i signal se širi od odašiljača do prijammika preko jednog raspršivača. Različiti položaji raspršivača utječu na duljinu zrake i tako stvaraju različite smjerove te vremena dolaska i odlaska. AoA, AoD kao i kašnjenja povezani su geometrijski. U stvarnosti, ovaj model opisuje scenarij gdje zraka stiže na prijammik nakon što doživi samo jednu interakciju i to uglavnom refleksiju.

Druga specifičnost COST modela je uvođenje područja vidljivosti (engl Visibility Region – VR). Područje vidljivosti se definira kao područje u kojem je određeni klaster aktivan ili nije aktivan:

³⁵₁₇ ako je MS u VR, klaster je aktivan i doprinosi ukupnom impulsnom odzivu kanala

³⁵₁₇ ako je MS izvan VR, klaster nije aktivan



Slika 2.6 Koncept područja vidljivosti

COST 259 model također definira i metodologiju za opisivanje prijelaza kroz različite radijske okoline, gdje se mogu pojaviti značajno drugačiji uvjeti rasprostiranja. U prirodi je ova tranzicija glatka jer se korisnik neprestano kreće, ali samo modeliranje ove tranzicije može biti izazovno.

Kod COST 259 modela postupni prijelaz iz aktivnog u neaktivni klaster postignut je skaliranjem relativne snage za faktor . Prijenosna funkcija je aproksimacija Fresnelovog integrala koja opisuje polje na nekoj udaljenosti od savršeno vodljivog ruba noža i definira se kao:

$$- \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \frac{2}{\sqrt{2}} \quad 2.14$$

gdje je $|r - r_0|$, a r_0 je središte područja vidljivosti, a λ valna duljina.

r je radijus područja vidljivosti, dok se r_0 može opisati kao širina prijelaznog područja. VR su jednoliko raspoređeni u ćeliji, s brojem klastera koji prati Poissonovu distribuciju. Prosječan broj klastera je:

$$\frac{1}{\lambda} \quad 2.15$$

Model omogućava i preklapanje klastera, čime se omogućava modeliranje scenarija gdje MS vidi više od jednog klastera s iste pozicije.

S obzirom na velik broj različitih scenarija za koje su primjenjivi COST modeli, jasno je zašto se ovi modeli smatraju za jednim od najopćenitijih. Ovi su modeli međutim ipak stohastički te stoga pomalo udaljeni od realnog radijskog okruženja zbog pretpostavki, kao što je pretpostavka

kompleksne Gaussove statistike za modeliranje kašnjenja zraka (koja zahtijeva veliki broj višestaznih komponenti) ili pojednostavljena funkcija učinka zasjenjenja tijekom prijelaza između okruženja.

Specifična okruženja u COST 259 modelu radijskog kanala definirana su s pomoću tri vrste parametara:

1. Vanjski parametri: Opisuju specifične značajke radijskog okruženja (npr. frekvencija, visina bazne postaje, visina mobilne stanice, tipična udaljenost od bazne do mobilne stanice itd.)
2. Globalni parametri: Opisuju karakteristike rasprostiranja određenog okruženja
3. Lokalni parametri: Slučajne realizacije parametara koje opisuju trenutna stanja kanala na lokalnom području

COST 273 i COST 2100 definiraju dvije vrste parametara: vanjski koji su konstantni tijekom jedne simulacije i stohastički koji opisuju specifičnu lokaciju i radijsko okruženje. Tablica 2.2 prikazuje sažetak parametara u COST 2100 modelu kanala.

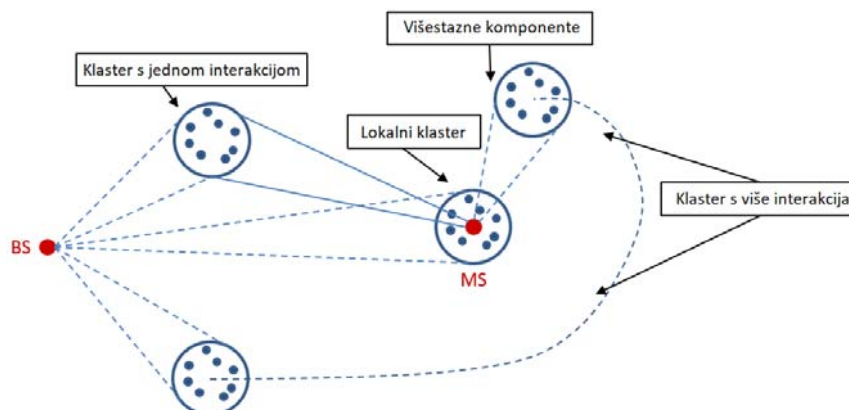
Tablica 2.2 Parametri COST2100 modela [27]

Eksterni parametri		Stohastički parametri ²
Sistemske parametri	Parametri vezani za okruženje	Parametri koji se računaju
- Frekvencija podnosioca, - Širina pojasa, - Brzina uzorkovanja radijskog kanala, - broj simulacija, - pozicija BS, - pozicija MS, - brzina MS,	- visina BS, h - visina MS, h - prosječna visina krova, h - širina ulice, - udaljenost između zgrada, - radijus ćelije,	1. VR, LOS i parametri snage klastera (broj lokalnih klastera, N; radijus VR, R_{VR}; širina prijelaznog područja, W; faktor opadanja klastera, α itd.) 2. Parametri lokacije klastera (kašnjenje klaster linka, τ; duljina klastera, L; kut klastera, Ψ) 3. Parametri raspršenja klastera (broj komponenti unutar klastera, M; raspršenja klastera, σ; itd.) 4. Polarizacijski faktor (CPR, XPD) 5. Parametri višestrukih linkova (m-BS omjer zajedničkih klastera, broj VR u grupi VR-ova) 6. Difuzni višestazni parametri (radijus DMC klastera, dodatno kašnjenje višestaznih komponenti)

COST 273 [25], [26] je izveden iz COST 259 modela s nekoliko ključnih razlika [15]. Dodan je niz novih scenarija: Peer-to-peer, vanjski prema unutarnjem i sl. te su svi parametri (za stare i nove scenarije) ažurirani. Privremeno je zadržana i struktura sa 3 razine tako da se i u COST 273 modelu definiraju makro, mikro i pikoćelije, ali s jednim generičkim modelom za sva radijska okruženja. Ova generalizacija je pridonijela jednostavnosti koncepta, ali je tako smanjena fleksibilnost modela za prilagođavanje i modeliranje svojstava različitih scenarija. COST 273 definira i *ad hoc* mreže gdje su svi primopredajnici otprilike na istoj visini i svi primopredajnici se kreću nomadski tj. ostaju statični određeno vremensko razdoblje prije premještanja na novu lokaciju [25]. Opća struktura COST 273 modela primijenjena je također i u COST 2100 modelu.

COST273 je uveo dvostruke klasterne koji su omogućili modeliranje višestrukih interakcija. Dvostruki klaster je zapravo jedan klaster podijeljen u dvije reprezentacije sebe (jedna kako se vidi sa BS, a druga kako se vidi sa MS), gdje obje realizacije izgledaju identično, poput blizanaca. Uvođenje dvostrukih klastera je otvorilo još jedno područje istraživanja, ali i dilemu koja je detaljnije obrađena u [43]: bi li sve zrake trebale biti modelirane kao zrake s više interakcija (zbog jednostavnosti) ili bi zrake s jednom interakcijom trebale biti modelirane kao takve zbog činjenice da su najjače?

Dvostruki klasteri se koriste za modeliranje složene višestaznog rasprostiranja tj. signala koji je rezultat višestrukih refleksija i difrakcija. Kašnjenje klastera predstavlja realna kašnjenja koja se mogu izmjeriti prilikom mjerenja, dok se implementacija klastera radi statistički temeljem kuta klastera kako se vidi s mobilne i bazne stanice. Glavna razlika između scenarija s jednim ili s više raspršivača je činjenica da su u prvom scenariju AoA i AoD geometrijski povezani, dok su u dvostrukom klasteru sve vrijednosti nekorelirane. Model s više raspršivača uzima u obzir samo komponente s više interakcija, izostavljajući razliku između komponenti s više interakcija i (vjerojatno) dominantne pojedinačne interakcije. U stvarnosti obično postoji kombinacija oba tipa raspršivača, kako je vidljivo na Slici 2.7 koju je uveo COST2100 [24], [27] model.



Slika 2.7 Koncept s jednim linkom COST2100 modela [27]

U COST 273 i COST 2100 modelima postoje tri vrste klastera: lokalni klaster oko BS/MS, klaster s jednom interakcijom i dvostruki klaster. Impulsni odziv kanala COST2100 modela se može izračunati iz [27]:

$$h_{\alpha\beta}, \Omega_{\alpha\beta} \in \mathbb{R}^{n \times n}, \quad \Omega_{\alpha\beta} = \Omega_{\beta\alpha}^T, \quad \Omega_{\alpha\alpha} = 0, \quad 2.16$$

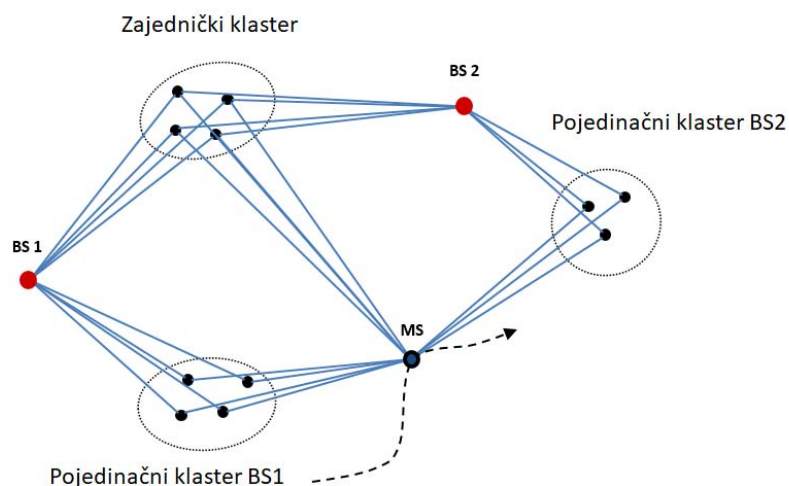
gdje je $\mathcal{K}$ skup vidljivih klastera, $\mathbf{h}_{p,n}$ je kompleksna amplituda p-te zrake u n-tom klasteru, $\Omega_{p,n}$ je vektor koji opisuje smjer odlaska zrake (AoD, EoD), a $\Omega_{p,n}$ je vektor koji opisuje smjer dolaska zrake (AoA, EoA). Za MIMO sustav sa U i V antenama na Tx-u i Rx-u, $\mathbf{H}$ MIMO matrica je definirana kao $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_P]$, uz pretpostavku ravnog vala i uskopojasni signal prema [27] iznosi:

$$h \rightarrow h + \Omega \rightarrow \Omega \rightarrow \Omega \rightarrow \Omega \quad (2.17)$$

Gdje su $\mathbf{e}_1$ i $\mathbf{e}_2$ vektori usmjereni prema MS i BS.

Mnogi se moderni komunikacijski sustavi temelje na aktivnoj komunikaciji između različitih čvorova (makro diverzitet, relejne sheme, lokalizacijski sustavi, unutarnji scenariji, MESH sustavi i sl.) i svi su oni zahtijevali dodatni scenarij rasprostiranja. Stoga je scenarij s višestrukim linkovima (vezama) uveden u COST2100 jednostavno dodavanjem više BS ili MS u scenarij.

Slika 2.8 prikazuje primjer scenarija s više BS gdje MS ima po jednu vezu s BS1 i BS2 putem pojedinačnih klastera, kao i vezu s BS1 i BS2 putem jednog zajedničkog klastera. Korelacija između različitih linkova ovisi o omjeru snage na oba linka tako da što je veći ovaj omjer, veća je i korelacija.



Slika 2.8 Koncept s više linkova COST2100 modela [27]

2.3.2.4 ITU modeli

ITU je izradio izvješće ITU-R M.2135 [31] koje daje smjernice za modeliranje radijskog kanala za IMT-Advanced tehnologije (IMT-Adv MCM - International Mobile Telecommunications-Advanced MIMO Channel Model). Model kanala je geometrijski baziran i stohastički pa koristi isti pristup za modeliranje kao WINNER i 3GPP/3GPP2 modeli, s nekim razlikama u performansama [31], [36]. IMT-Adv MCM obuhvaća četiri skupine testnih okruženja (engl. Test Environment - TE) koji imaju više scenarija:

1. Scenarij bazne gradske pokrivenosti (gradska makroćelija i prigradska makroćelija)
2. Scenarij gradske mikroćelije
3. Unutarnji scenarij (unutarnji hotspot)
4. Scenarij velike brzine (ruralna makroćelija)

Sam model se sastoji od primarnog modula (engl. Primary Module - PM) i proširenog modula (engl. Extended Module - EM). Model definira četiri obvezna scenarija koja se koriste za procjene: unutarnji hotspot, gradska mikroćelija, gradska makroćelija i ruralna makroćelija. PM sadrži sve potrebne tablice i definicije modela kanala za evaluacije, dok EM može proširiti sposobnosti IMT-Advanced modela kanala i na druge scenarije. PM se temelji na stohastičkom modelu kanala [23] i dodatno je proširen da podržava sustave s većim širinama pojasa (do 100 MHz) i širim rasponom frekvencija (od 2 GHz do 6 GHz). PM ima dvije vrste modela: obvezni generički na razini sustava koji može opisati brojne realizacije radijskog kanala s različitim antenskim konfiguracijama kroz matematički okvir i odgovarajući skup parametara, te pojednostavljen model temeljen na modelu kašnjenja klastera (engl. Cluster Delay Line - CDL) koji se koristi za kalibraciju.

Postupak modeliranja ima nekoliko koraka:

- ³⁵₁₇ započinje definiranjem općih parametara (podešavanje okruženja, mrežnog izgleda i parametara konfiguracije antene)
- ³⁵₁₇ nakon toga se definiraju parametri velikog razmjera (uvjeti rasprostiranja - LOS/NLOS, gubici prijenosa, korelirani parametri poput kašnjenje i raspršenja kuta)
- ³⁵₁₇ zatim se definiraju parametri malih razmjera (kašnjenje, snaga, AoA, AoD, itd.)
- ³⁵₁₇ u zadnjem koraku se generiraju koeficijenti kanala

2.3.3 METIS model kanala

2.3.3.1 Uvod

METIS (engl. Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society) je FP7 projekt i organizacija Europske komisije koja je iznjedrila tzv. METIS model kanala. METIS model kanala [44] razvijen je kako bi na odgovarajući način simulirao potrebe mobilnih sustava pete generacije koji se značajno razlikuje od prethodnih generacija. Prva razlika je korištenje frekvencijskih područja iznad 6 GHz za dobivanje većih širina kanala te posljedične jako guste mreže s tzv. malim ćelijama (engl. Small Cells). Druga buduća tehnologija je masivni MIMO (engl. Massive-Multiple Input Multiple Output) koja koristi veliki broj antenskih elemenata kako bi efikasno poslala signal do dedikiranih mobilnih terminala. 5G sustavi neće u tolikoj mjeri biti orijentirani na ljude jer se sve veća količina podataka generira od strane strojeva uslijed trendova IoT (engl. Internet of Things) te masivne komunikacije strojeva (engl. Massive

Machine Communications – MMC). Iz tog razloga često se koristi direktna komunikacija uređaj-uređaj (engl. Device-to-Device – D2D) primjer čega je komunikacija vozilo-vozilo.

2.3.3.2 Zahtjevi 5G modela rasprostiranja

Velik broj načina korištenja i zahtjeva za 5G, dovodi do širokog raspona relevantnih scenarija rasprostiranja i tipova linka koje treba modelirati. Scenariji rasprostiranja uključuju okruženja poput gustog gradskog, gradskog, unutarnjeg prostora u uredima, trgovačkog centra, seoskog okruženja, autoceste i stadiona, a različite topologije linkova poput vanjski-prema-vanjskom (engl. O2O), vanjski prema unutarnjem (O2I) te unutarnji prema unutarnjem (I2I). Vrste linkova su ćelijski pristup, backhaul veze točka-točka te peer-to-peer veze koje predstavljaju veze uređaj-uređaj, masivnu komunikaciju između strojeva te komunikaciju između dva ili više vozila.

Mobilnost uređaja na oba kraja linka kao u D2D i V2V komunikacijama (zove se i dualna mobilnost) ima jedinstvene izazove na modeliranje rasprostiranja tj. omogućavanje prostorno konzistentnog modela. Prostorna konzistentnost je ekvivalentna vremenskoj konzistentnosti kada se uređaj pomiče kroz prostor uz protok vremena. Model rasprostiranja je prostorno konzistentan ako dva bliska uređaja vide slične profile kanala u domeni kašnjenja, snage, polarizacije i u kutnoj domeni. Konzistencija znači da se kanal „glatko“ mijenja tj. bez diskontinuiteta kada se uređaji kreću prostorom. Nedostatak prostorne konzistencije potencijalno dovodi do značajnih pogrešaka u procjeni radijskih mreža poput pogreške vezano za mobilnost uređaja, pogrešnog prekapčanja, nerealistične „multihop“ scenarije itd. Prostorno konzistentno modeliranje je jako bitno i kod MMC komunikacije i mreža visoke gustoće jer se u takvim gustim mrežama očekuje da su uređaji prostorno bliski jedan drugome.

Dizajn 5G ćelijskih pristupnih linkova zahtijeva da model rasprostiranja pokrije širok raspon frekvencija od 0,5 do 100 GHz što je izuzetno široko u usporedbi sa spektrom koji koriste 2G, 3G i 4G mobilni sustavi. Iako karakteristike rasprostiranja, a osobito difrakcija, raspršenje i penetracija kroz prepreke imaju značajne razlike u prigušenju na 100 GHz u usporedbi s 1 GHz, model rasprostiranja treba biti konzistentan i primjenjiv u cijelom rasponu frekvencija.

5G ćelijski komunikacijski sustavi agresivno iskorištavaju tehnike prijenosa za višestruke antene kao što su prostorno multipleksiranje i višestruki pristup prema prostornoj podjeli. Mnoge

od ovih tehnika, poput masivnog MIMO-a i upravljanja oblikovanjem zraka (engl. beamforming), koriste gusto razlučene prostorne osobine radijskog kanala. Posebno su za visoke frekvencije u milimetarskom valnom području potrebne uske zrake kako bi se kompenziralo za manje otvore omnidirekcijskih antena, gubitke difrakcije na bridovima zgrada te blokiranje ljudskim tijelima, pokretnim objektima ili vegetacijom. Ukoliko je antenski niz velik u odnosu na valnu duljinu, EM valovi koji dolazi iz obližnjih radijskih uređaja ili raspršivača ne mogu se aproksimirati kao ravni valovi, nego se moraju tretirati kao kuglasti val.

Širok raspon scenarija rasprostiranja i vrsti linka je izazov s praktične strane da se koristi jedan skalabilni okvir (engl. framework) modela rasprostiranja koji se primjenjuje na sve scenarije i vrste linkova [44].

Tablica 2.3 Komparacija postojećih modela sa METIS modelom kanala [45]

Značajke	3GPP SCM	WINNER II / WINNER+	IMT- Advanced	3GPP D2D	3GPP 3D	COST 2100	IEEE 802.11ad	METIS model	
								<i>Stohastički</i>	<i>Temeljen na karti</i>
Frekvencijski raspon (GHz)	1-3	1-6	0,45 - 6	1-4	1-4	1-6	60-66	0,45-6, 60-70	Do 100
Širina pojasa (MHz)	5	100	100	100	100	200	2000	100 ispod 6 GHz 1000 ispod 60 GHz	10% centralne frekvencije
Podrška za masivni MIMO	Ne	Ograničena	Ne	Ne	Ne	Da	Da	Ograničen	Da
Podrška za kuglaste valove	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Da	Ne	Ne	Da
Podrška za izuzetno velike nizove izvan intervala konzistencije	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Djelomično	Ne	Ne	Da
Podrška za dvostruku mobilnost	Ne	Ne	Ne	Ograničena	Ne	Ne	Ne	Ograničen	Da
Podrška za mesh mreže	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Da
Podrška za 3D (elevacija)	Ne	Ne	Ne	Ne	Da	Djelomično	Da	Da	Da
Podrška za milimetarske valove	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Da	Djelomično	Da
Dinamičko modeliranje	Ne	Vrlo ograničena	Ne	Ne	Ne	Da	Ograničena	Ne	Da
Prostorna konzistentnost	Ne	Ne	Ne	Ne	Ne	Da	Ne	Samo za feding uslijed zasjenjenja	Da

2.3.3.3 Komparacija s prethodnim modelima kanala

Tablica 2.3 daje komparaciju postojećih popularnih standardiziranih modela kanala i dva METIS modela kanala. Iz tablice je razvidno da niti jedan od postojećih modela kanala ne podržava sve zahtjeve 5G sustava.

Winner, IMT-Advanced i 3GPP su geometrijski bazirani stohastički modeli kanala te su originalno razvijeni za 2D rasprostiranje, a tek ekstenzije poput Winner+, QuaDRiGa i 3GPP-3D su proširili ove modele i na 3D rasprostiranje. Još jedno ograničenje je i podrška za frekvencije do 6 GHz. Geometrijski bazirani stohastički modeli teško zadovoljavaju zahtjeve 5G sustava, primjerice široko rasprostranjeni Winner tip kanala ne pruža korelirane realizacije kanala čak i za dva bliska mobilna prijamnika jer prostorna konzistentnost nije podržana. Osim toga ovi kanali ne prikazuju amplitudu realistično za razriješene podzrake (engl. sub-paths) za slučaj masivnih MIMO antenskih sustava.

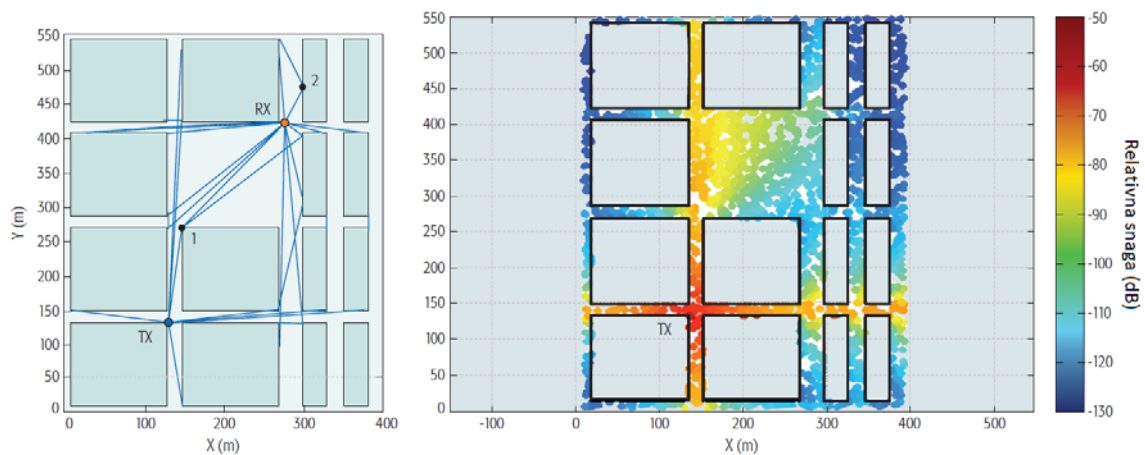
COST 2100 model kanala je bolje prilagođen za prostorno konzistentno modeliranje. Za razliku od ranije spomenute obitelji modela, COST 2100 model definira klastere na koordinatnom sustavu okruženja istodobno za sve korisničke terminale, uključujući i one u blizini jedni drugih. Svaki klaster ima regiju vidljivosti koja se proteže preko razmatranog područja u okruženju te određuje da li korisnički terminal "vidi" klaster pa tako bliski terminali imaju slične uvjete rasprostiranja. Ovaj model podržava kuglaste valove i glatku vremensku evoluciju kanala zbog definicije klastera na koordinatnom sustavu. Svejedno, COST 2100 model, kao i WINNER modeli nisu predviđeni za kanale s dvostrukom mobilnošću jer su dizajnirani za uvjete u kojem je jedna strana veze fiksna (BS). Ovaj model ima ograničenu podršku za scenarije rasprostiranja i frekvencije iznad 6 GHz.

IEEE802.11ad model kanala je razvijen za bežične lokalne mreže (WLAN) vrlo velike brzine prijenosa podataka i za frekvencije oko 60 GHz. Model podržava prostorno-vremensko-polarimetrijske karakteristike rasprostiranja ne-stacionarnih kanala. Direktna vidljivost (LOS), refleksija i dvostruka refleksija su modelirani na temelju točnog izgleda okruženja. Svojstva unutar klastera povezana sa svakom refleksijom karakterizirana su za 60 GHz i samo za tri scenarija u unutarnjem prostoru (indoor). Model je ograničeno primjenjiv za simulacije kanala s dvostrukom mobilnošću jer se značajke klastera bitno mijenjaju nakon veće promjene pozicije WLAN uređaja. Kako se ne koriste koordinate klastera nije moguće modeliranje kuglastog vala.

2.3.3.4 Opis METIS modela temeljenog na kartama

U skladu s prethodnim poglavljem jasno je da je iznimno komplicirano postojeće geometrijski bazirane stohastičke modele proširiti s novim značajkama i parametrima za 5G namjenu. Stohastičke raspodjele potrebnih parametara kojih je između 30 i 40 za sve 5G kombinacije frekvencijskih pojaseva i tipova okruženja moraju se odrediti tako da će krajnji parametri modela biti konzistentni po frekvenciji. Kako bi se osigurao pouzdan model parametriranja takvog modela kanala, potreban je odraditi velik broj opsežnih mjerenja kanala za sva okruženja što je gotovo nemoguće izvesti. METIS model zato nudi alternativni pristup koji se još naziva i modelom "temeljenom na karti" [45].

Model temeljen na karti bazira se na pojednostavljenom standardnom tehnikom slijeđenja zrake s dodatnim značajkama i grubim geometrijskim opisom okruženja. Primjer takvog opisa okruženja je Madridska mreža prikazana na Slici 2.9 koja je specificirana za METIS slučaj.

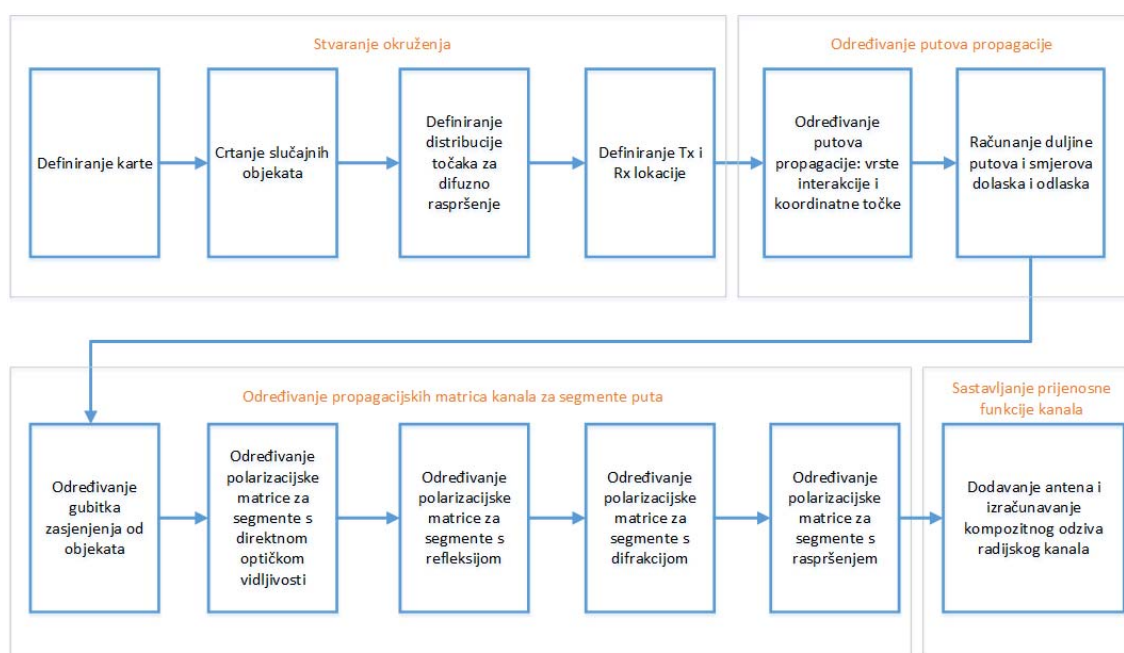


Slika 2.9 Prikaz Madridske mreže i ilustracija dobitaka u dB. Na grafu lijevo se vidi jedna difrakcijska točka (1) i jedna refleksijska točka (2). [45]

Model temeljen na kartama inherentno rješava sve kritične izazove modeliranja 5G kanala jer se temelji na fizičkim principima koristeći samo ograničeni broj parametara koji odgovaraju relevantnim fizičkim svojstvima. Prednost ovog pristupa je i što model ne zahtijeva posebnu

optimizaciju parametara iz mjerenja za sva okruženja, frekvencijske pojaseve i kombinacije implementacije.

Model je specificiran blok dijagramom na Slici 2.10 s numeriranim koracima za finalnu realizaciju radijskih kanala. Na višoj razini postupak je podijeljen u četiri glavne operacije: stvaranje okruženja, određivanje putova rasprostiranja, određivanje matrica rasprostiranja kanala za segmente puta i sastavljanje prijenosne funkcije kanala.



Slika 2.10 Blok dijagram METIS modela temeljenog na kartama [44]

Na Slici 2.10 se u prva četiri koraka specificira 3D okruženje rasprostiranja. Sama karta definira zidove i bridove, a skup slučajnih ljudi/vozila itd. se crta na mapi ovisno o vrsti scenarija. Grube površine se dijele na manje dijelove sa točkama u sredini koji služe kao izvori difuznog raspršenja. U četvrtom koraku se definiraju lokacije primopredajnika ili trajektorije, a iste je moguće definirati i slučajno. Koraci pet i šest određuju puteve rasprostiranja od odašiljača do prijamnika. Koordinate interakcijskih točaka za parametre vektora se određuju korištenjem matematičkih alata i analitičke geometrije. Počevši od Tx i Rx lokacija, svi potencijalni čvorovi vidljivi Tx-u, Rx-u direktno ili s jednom interakcijom se pronalaze i onda ide sljedeća interakcija

kao kod metode slijeđenje zrake. Kada se definiraju putanje, računaju se duljine puta i pripadajući smjerovi odlaska i dolaska.

U koracima od 7 do 11 računa se zasjenjenje od objekata koji zaklanjaju ili blokiraju put. Za svaki segment puta računaju se matrice rasprostiranja ovisno o vrsti interakcije. Rezultat ovih koraka je skup kompleksnih 2x2 matrica koji opisuju dobitak polarizacijskih komponenti. Zbog kompleksnosti za modeliranje difrakcije se ne koristi uniformna teorija difrakcije nego Bergov rekursivni model. Zadnja radnja je sastavljanje prijenosne funkcije kanala dodavanjem dijagrama zračenja antene gubicima zasjenjenja i kompozitnoj matrici rasprostiranja.

2.3.3.5 Stohastička proširenja METIS modela

METIS stohastički model se temelji na geometrijski baziranom stohastičkom konceptu, u kojem se raspodjela parametara specifičnih za scenarije izvlači iz mjerenja. Ključni aspekt za ispunjavanje uvjeta modeliranja kanala za 5G simulacije je modeliranje novih scenarija (npr. pokretne mreže, stadioni, iznimno guste mreže te nove frekvencije iznad 6 GHz). Iz tog razloga se stohastička proširenja METIS modela fokusiraju na 3D modeliranje prostornih kanala u okruženju gradske mikroćelije, scenariju gradske male ćelije velike gustoće i 60 GHz kanala malog dometa za unutarnje i vanjske prostore. Proširenje uključuje sljedeće [45] (vidi se u Tablici 2.3):

- ³⁵₁₇ novi agilni frekvencijski pathloss model za scenarije uličnih kanjona koji pokriva frekvenciju od 0,8 do 60,4 GHz
- ³⁵₁₇ parametrizacija modela na 60 GHz u trgovačkom centru i za scenarije otvorenog trga
- ³⁵₁₇ generiranje parametara velikih razmjera na temelju metode sume sinusoida kako bi se podržala prostorna konzistentnost u slučaju kada su odašiljača i prijamnik pokretni
- ³⁵₁₇ direktno uzorkovanje Laplace oblikovanog kutnog spektra zbog podrške za vrlo velike antenske nizove
- ³⁵₁₇ eksplicitno postavljanje klastera raspršenja između Tx i Rx lokacija kako bi se omogućilo korištenje kuglastog vala

Svaka od navedenih značajki je uspostavljena i podržana na temelju opsežnih mjerenja kanala.

2.4. Deterministički modeli radijskog kanala

Ukoliko radijski kanal gledamo kao deterministički tipično rješavamo Maxwellove jednadžbe, zajedno s elektromagnetskim graničnim uvjetima (lokacija, oblik i dielektrična i vodljiva svojstva svih objekata u okruženju) koje daju jakost EM polja u svim točkama i u svakom vremenu. Za vanjsko okruženje čisti deterministički model kanala mora uzeti u obzir sve zemljopisne i morfološke karakteristike okoline rasprostiranja. Za unutarnje prostore treba uzeti u obzir strukturu zgrade, svojstva zidova, pa čak i utjecaj namještaja.

Kako bi determinističko modeliranje bilo izvedivo potrebno je prevladati problem visoke zahtijevane računalne snage kao i potrebu za točnim poznavanjem rubnih uvjeta. Procesorska snaga kao i prostor za pohranu u ranijim vremenima nisu dopuštali takvo što, ali danas je to mnogo lakše izvesti. Računala su s jedne strane postala značajno brža, a s druge strane poboljšali su se i determinističkih algoritmi. Vezano za točno poznavanje rubnih to podrazumijeva da su poznati položaj i elektromagnetska svojstva kompletnog relevantnog okruženja. Stvaranje preciznih digitalnih karti i planova gradova u visokoj rezoluciji, temeljenih na satelitskim snimkama ili planovima gradnje danas omogućuju i puno točnije poznavanje rubnih uvjeta.

Najtočnije rješenje uz korištenje baze podataka okruženja je rješavanje Maxwellovih jednadžbi bilo u integralnom ili diferencijalnom obliku. Integralne jednadžbe se najčešće rješavaju jednom od varijacija metode momenata (engl. Method of Moments), gdje su u objektima interakcije inducirane nepoznate struje prikazane sa skupom baznih funkcija. Bazne funkcije su u svom najjednostavnijem obliku pravokutne ili trokutaste funkcije koje se protežu duljinom djelića valne duljine. Diferencijalni oblik jednadžbi odnosi se na metodu konačnih elemenata (engl. Finite Element Method - FEM) ili Metodu konačne diferencijalne vremenske domene (engl. Finite Difference Time Domain - FDTD).

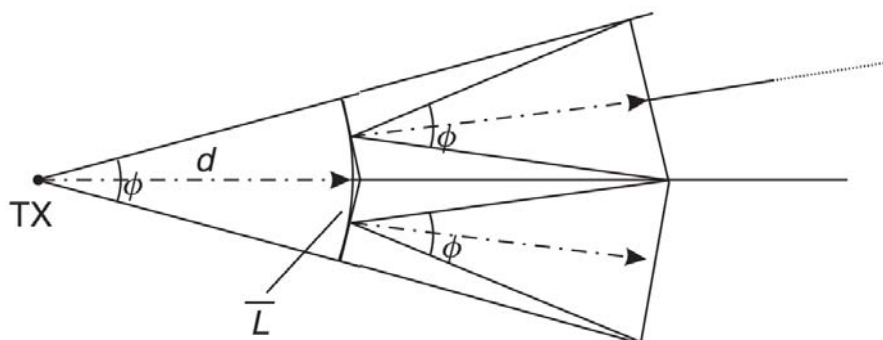
Iako su sve navedene metode vrlo precizne, visoki računalni zahtjevi za većinu okruženja ne dopuštaju njihovu primjenu. Zato se mnogo češće kao rješenje koriste aproksimacije Maxwellovih jednadžbi. Najraširenija je visokofrekvencijska aproksimacija koja je poznata i kao aproksimacija zrakama (engl. ray approximation). Radi se modeliranju EM vala zrakama koje slijede zakone geometrijske optike (Snellovi zakoni za refleksiju i prijenos). Daljnja proširenja omogućuju modeliranje difrakcije i difuznog raspršenja.

2.4.1 Metode lansiranje i slijeđenja zraka

Kod metode lansiranja zraka odašiljačka antena šalje (lansira) zrake u različitim smjerovima. Tipično je ukupni prostorni kut 4π podijeljen na N jedinica iste magnitude te je svaka zraka poslana u smjeru središta jedne takve jedinice tj. uzorkovanje je ujednačeno po prostornom kutu. Broj lansiranih zraka uvijek je kompromis između točnosti u vremena potrebnog za izračun.

Algoritam slijedi rasprostiranje svake zrake sve do dolaska do prijamnika ili dok snaga postane preniska, primjerice padne ispod razine šuma. Kod slijeđenja zrake potrebno je uzeti u obzir gušenje slobodnog prostora koje se smanjuje sa d kao i refleksije koje se modeliraju refleksijskim koeficijentima i Snellovim zakonom te difrakciju i difuzno raspršenje koje se računa korištenjem geometrijske ili uniformne teorije difrakcije.

Algoritam za razdvajanje zraka (engl. ray splitting) povećava točnost metode. Algoritam se temelji na pretpostavci da efektivni presjek zrake nikada ne smije prelaziti određenu veličinu poput primjerice veličine prosječnog objekta interakcije. Posljedično ako se zraka širi dovoljno daleko od odašiljača dijeli se u dvije zrake kako se vidi na pojednostavljenom dvodimenzionalnom primjeru na Slici 2.11.



Slika 2.11 Princip razdvajanja zraka [5]

Svaka zraka ne predstavlja samo određeni kut, već i kutni raspon širine $\Delta\theta$ koji odgovara kutu između dvije lansirane zrake. Presjek takvog kutnog raspona s kružnicom radijusa r ima duljinu od približno $2r\Delta\theta$ (za 3D slučaj umjesto duljine se koristi presjek). Za simulaciju visoke točnosti ova duljina koju pokriva zraka ne smije postati prevelika pa čim duljina dosegne L_{max} , zraka se dijeli čime

se ista smanjuje na $\sqrt{2}$. Dobivene podzrake (koje ponovno predstavljaju cijeli kutni raspon širine θ) se šire sve dok opet ne dosegnu duljinu d i proces se tako nastavlja dalje.

Metoda lansiranja zraka daje karakteristike kanala za cijelo okruženje tj. za mnogo različitih Rx položaja za zadani Tx položaj, a predprocesiranje omogućuje dodavanje i više Tx lokacija. Okruženje s objektima interakcije je podijeljeno na "kvadratiće" (engl. tiles) koji su područja konačne veličine koja tipično odgovaraju veličini maksimalnog efektivnog područja zrake, a zatim se računa interakcija između svih „kvadratića“. Nakon toga se za svaku Tx poziciju računa samo interakcija između Tx i „kvadratića“ koji može djelovati kao prvi objekt interakcije [46].

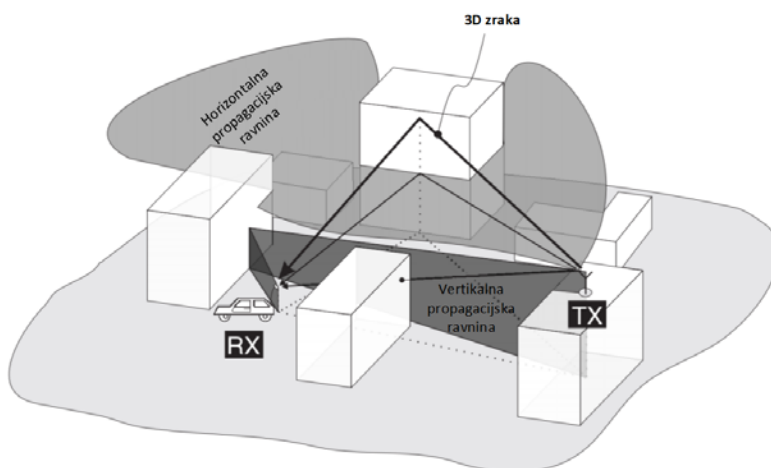
Metoda slijeđenje zrake omogućuje brzo izračunavanje za procesa s jednom ili dvije interakcije, a ne zahtijeva razdvajanje zraka. Mana je eksponencijalno povećavanje trajanja simulacija sa brojem zahtijevanih interakcija. Ovaj rad se u značajnoj mjeri oslanja na simulator za slijeđenje zraka razvijen na Sveučilištu u Bologni. Detaljan opis principa rada navedenog simulatora nalazi se u Dodatku u poglavlju 7.1.

2.4.2 Učinkovitost metoda lansiranja i slijeđenja zrake

Za metodu lansiranja zraka i za metodu praćenja zraka, teško je ispravno predvidjeti faze dolaznih zraka jer bi takvo nešto zahtijevalo geografsku i bazu podataka zgrada koja je točna unutar djelića valne duljine. Zbog toga je jedna opcija pretpostaviti da je faza svih zraka stohastička i jednoliko distribuirana pa time ovaj pristup modeliranju kanala zapravo postaje mješoviti determinističko-stohastički.

Jedna od metoda za smanjenje računalnog opterećenja i posljedično skraćivanje duljine simulacija je provođenje slijeđenja zraka samo u dvije dimenzije. Ovo je međutim moguće samo za određena okruženja, primjerice za unutarnje prostore nije moguće jer refleksije od podova i stropova predstavljaju važne puteve rasprostiranja. Kod makroćelija je ovo moguće jer se rasprostiranje događa uglavnom preko krovova te je za neke slučajeve moguće slijediti zrake samo u vertikalnoj ravnini. Kod mikroćelija gdje su i BS i MS ispod razine krovova većina snage se nalazi u zrakama koje se šire u vodoravnoj ravnini tj. kroz ulične kanjone. Kod većih udaljenosti međutim, ovo nije slučaj te je u tom slučaju moguće koristiti takozvani 2,5-dimenzionalni model: gdje se odvojeno rade simulacije u vodoravnoj ravnini i u vertikalnoj ravnini pa se ova dva

doprinosu naknadno zbrajaju. 2,5-dimenzionalno modeliranje se može koristiti i za makroćelije. Kako je BS antena blizu ili iznad krovova neki procesi rasprostiranja se ne mogu ispravno modelirati na ovaj način poput primjerice refleksija od dalekih objekata interakcije (visoke zgrade). Slika 2.12 prikazuje 2D, 2,5D i 3D modeliranje.



Slika 2.12. Prikaz dvodimenzionalnog i trodimenzionalnog modeliranja

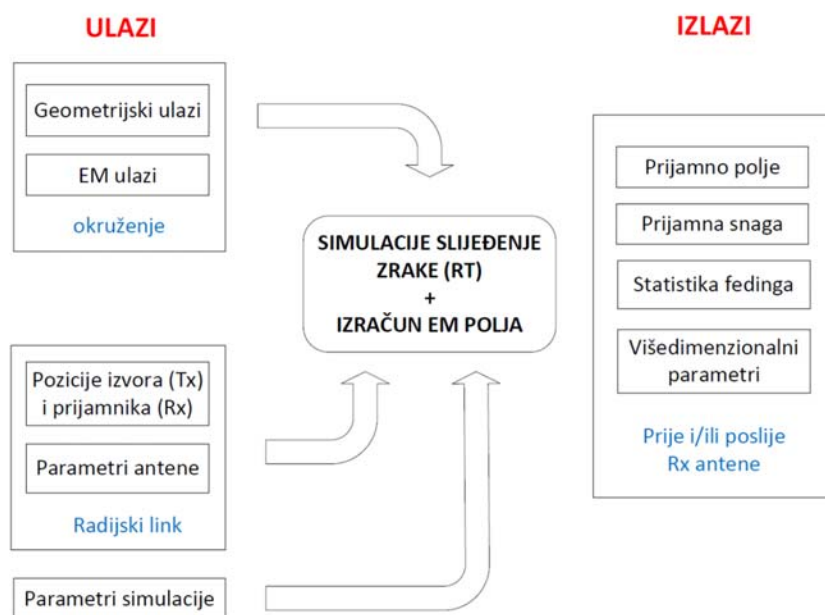
Temelj svih determinističkih metoda su informacije o geografiji i morfologiji radijskog okruženja jer točnost tih informacija određuje dostupnu točnost bilo kojeg determinističkog modela kanala.

Za zatvorene prostore se ove informacije obično mogu dobiti iz planova i tlocrta gradnje. Za ruralno okruženje tipično su dostupne geografske baze podataka dobivene satelitskim snimanjem s razlučivošću od 10-100 m. U gradskim područjima, digitalne baze podataka koriste dvije vrste podataka: vektorske i/ili rasterske podatke, a za oba slučaja u bazi podataka se nalaze visine zgrada i vrsta materijala.

2.4.3 Simulator slijeđenja zrake

Tijekom istraživanja i izrade ovog rada korišten je 3D simulator za slijeđenje zrake razvijen na Sveučilištu u Bologni u grupi profesora Vittorija Degli-Espostija [1]. U akademske svrhe osim alata ustupljene su i digitalna karte gradova Stockholma, Oulua, Helsinkija i Muenchena, digitalne karte testnih okruženja s 1 i 3 zgrade te dijagrami zračenja i podaci o više tipova antena.

Na Slici 2.14 prikazana je blok shema principa rada RT simulatora. Prvo se odabiru geometrijski ulazni podaci u vidu digitalnih karata te EM ulazni podatci u vidu konstitutivnih parametara, a zatim se definiraju pozicija izvora i prijamnika kao i tip te parametri odašiljačke i prijamne antene. Kontrolnim nizom se definiraju parametri simulacije koja po završetku daje izlaze: prijamno polje, snagu, statistiku fedinga i višedimenzionalne parametre.



Slika 2.13 Blok shema koja prikazuje elemente i način rada RT simulatora [1]

U RT softver je moguće upisati i potpuni uzorak antene u 3 dimenzije (3D podaci o Poincaréovoj sferi). Također, ukoliko je potrebno koristiti 3D uzorak dijagrama zračenja isti se može interpolirati korištenjem dva 2D dijagrama zračenja (H i V). Prema pravilu maksimum dijagrama zračenja uvijek odgovara vrijednosti 0 azimutalne koordinate.

Ukoliko postoji idealno prilagođenje impedancije između Rx antene i Rx sklopovlja ukupna koherentna prijamna snaga definirana je izrazima [1]:

$$\frac{| \quad |}{8 \cdot} \quad \frac{\Sigma}{8 \cdot} \quad \frac{\Sigma}{8 \cdot} \quad \frac{\quad}{8 \cdot} \rightarrow \quad , \quad \cdot \quad \cdot \quad 2.18$$

gdje je η dobitak, a $\vec{a}$ polarizacijski vektor Rx antene evaluiran u smjeru dolaska svake dolazeće zrake. Razvojem izraza (2.18) i pojednostavljenjem vodljivosti Rx antene dobivamo [1]:

$$\frac{1}{8} \int_V \vec{a} \cdot \vec{a}^* dV = \frac{1}{8} \int_V \vec{a} \cdot \vec{a}^* dV \quad (2.19)$$

gdje je $\vec{a}$, $\vec{a}^*$ „zračeća funkcija“ Rx antene.

Više detalja o RT simulatoru moguće je pročitati u Dodatku u poglavlju 7.1.

3 DETERMINISTIČKI REFERENTNI MODEL KANALA TEMELJEN NA ENTITETIMA ZRAKA

3.1. Uvod i koncept entiteta zraka

Riječ referentni za razmatrani deterministički referentni model radijskog kanala (DRMRK) znači da se radi o tipu modela kanala koji služi za dizajniranje, ispitivanje i tipsko odobrenje radijskih sustava. Bitno je naglasiti da se ne radi o modelu kakvog koriste dizajneri radijskih mreža za predikcije i optimizaciju pokrivanja radijskim signalom u određenom zemljopisnom području. Komparacija ova dva tipa modela kanala razložena je prethodno u poglavlju 2.1.

Budući da deterministički modeli kanala mogu dobiti na više načina, primjerice metodom slijeđenja zrake ili direktno iz mjerenja, bitno je napomenuti da se referentni model na kojem se temelji ovaj rad zasniva na alatu slijeđenja zrake (engl. RT – Ray Tracing) razvijenom na Sveučilištu u Bologni i detaljno opisanom u Dodatku ovog rada.

Stohastički modeli kao i geometrijski bazirani stohastički modeli kanala (obrađeni u poglavlju 2.2) se zbog svoje relativne jednostavnosti i brzine primjene najčešće koriste kao referentni modeli kanala. Ovakvi stohastički modeli se koriste i za gotovo sve standardizirane modele opisane u poglavlju 2.3 osim najnovijeg METIS modela koji je ili hibridan ili striktno deterministički. Mana stohastičkih modela je da su parametri modela kanala dobiveni pomoću stohastičkog procesa te stoga rezultati mogu biti nerealistične realizacije kanala ili netočnost aproksimacije prilikom ekstrakcije parametara iz mjerenja.

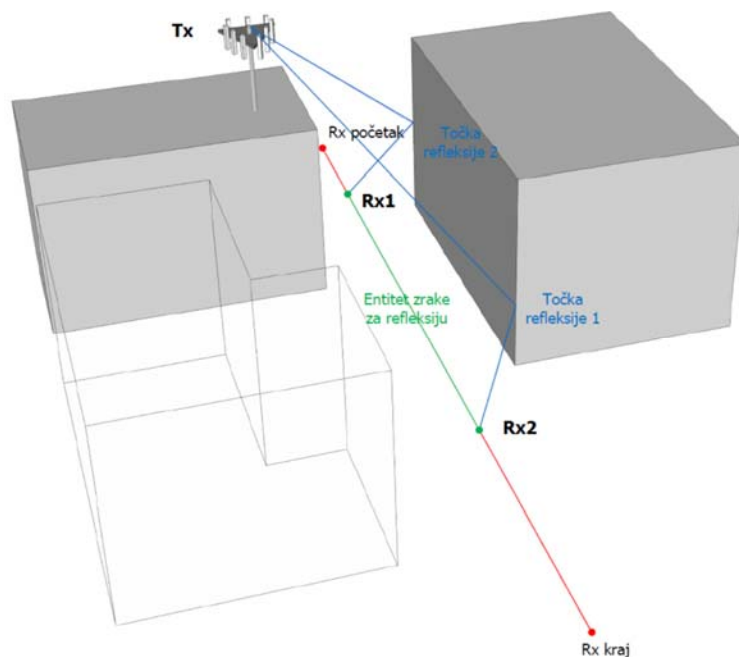
Deterministički referentni modeli radijskog kanala su kao mogućnost predloženi u ranijem radu [33], ali su samo djelomično istraženi kao ostvariva opcija za referentne modele kanala, uglavnom zbog njihove složenosti i velikih zahtjeva na računalne resurse. U ovom radu se kao način opskrbe DRMRK-a podacima koristi skup simuliranih radijskih okruženja dobivenih RT simulatorom. RT omogućuje simulacije visoke rezolucije čime pruža detaljan opis radijskog okruženja i pojava rasprostiranja. RT simulacije međutim imaju visoke računalne zahtjeve (CPU vrijeme i kapacitet memorije za pohranu) te mogu trajati danima kako bi se izračunali i pohranili svi podaci potrebni

za visoku prostornu rezoluciju. Računalno opterećenje RT simulacija značajno raste s brojem simuliranih Rx točaka na nekom području i eksponencijalno s brojem interakcija koje zraka prolazi. Upravo se zato koristi inovativni koncept entiteta zraka koji smanjuje broj pohranjenih Rx točaka jer pohranjuje entitet, a ne točke promatranja te tako paralelno povećava gustoću uzorkovanja tako ja naknadno moguće interpolirati bilo koju točku na RT uzorkovanom prostoru. Na ovaj način se smanjuje potreba za računalnim resursima i kompleksnošću, a istodobno zadržava točnost RT simulatora.

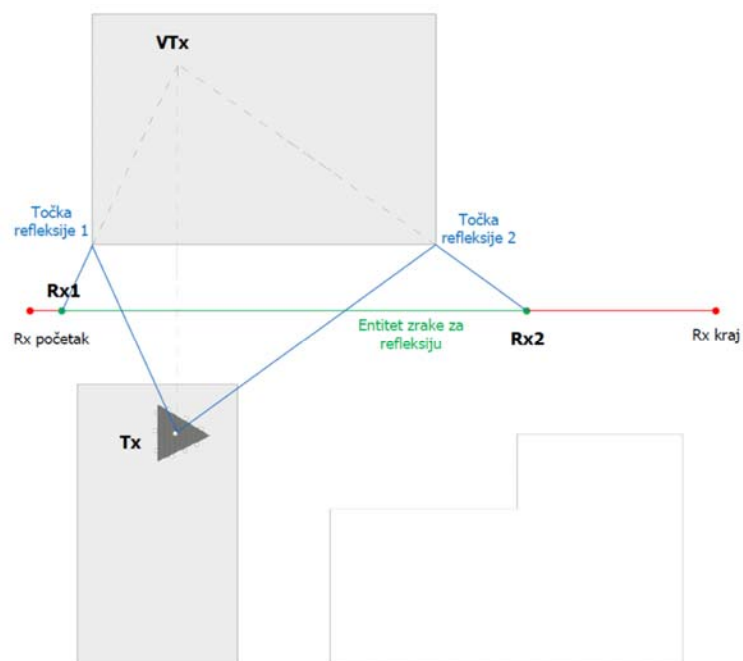
U simulacijama i modeliranju prikazanom u ovom poglavlju uzete su obzir izravne zrake (LOS), reflektirane te difraktirane zrake sa do ukupno dvije interakcije po zraci. Iako 3D RT alat razvijen na Sveučilištu u Bologni [47] [48] koji se koristi u radu može simulirati difrakciju preko krova (ORT) te difuzno raspršenje (bez faze EM vala), u ovom se radu ove dvije vrste rasprostiranja ne uzimaju u obzir. Prezentirani koncept se relativno lako može proširiti i na te pojave rasprostiranja, na način da se primjene isti principi pohrane entiteta zraka uz zapis da se radi o difuznom raspršenju.

3.1.1 Entitet zraka i virtualni izvori

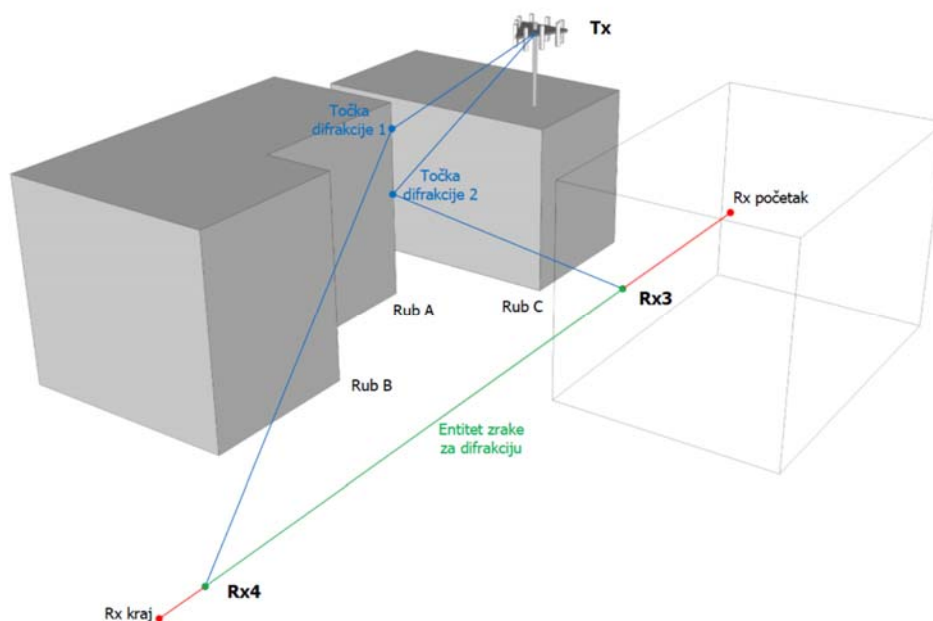
Prikaz entiteta zraka najbolje se vidi na Slikama od 3.1 do 3.4 koje daju 3D i tlocrtni prikaz jednostavnog okruženja s jednim odašiljačem, tri zgrade i prijamnom rutom. Slike 3.1 i 3.2 opisuje točke refleksije, virtualni izvor i entitet zraka za refleksiju, a Slike 3.3 i 3.4 opisuje isto, ali za difrakciju. Na Slikama 3.1 i 3.2 zrake koje se reflektiraju od zida će zbog geometrije refleksije biti prisutne samo na dijelu rute prijarnika (crvena linija) od točke Rx1 do točke Rx2 (zelena linija). Upravo se skup zraka od točke Rx1 do točke Rx2 naziva entitet zraka (EZ). **Entitet zraka je skup zraka u kojem sve zrake prolaze kroz isti fenomen rasprostiranja na istim točkama interakcije** [49]. U konkretnom slučaju je to jedna refleksija od istog zida.



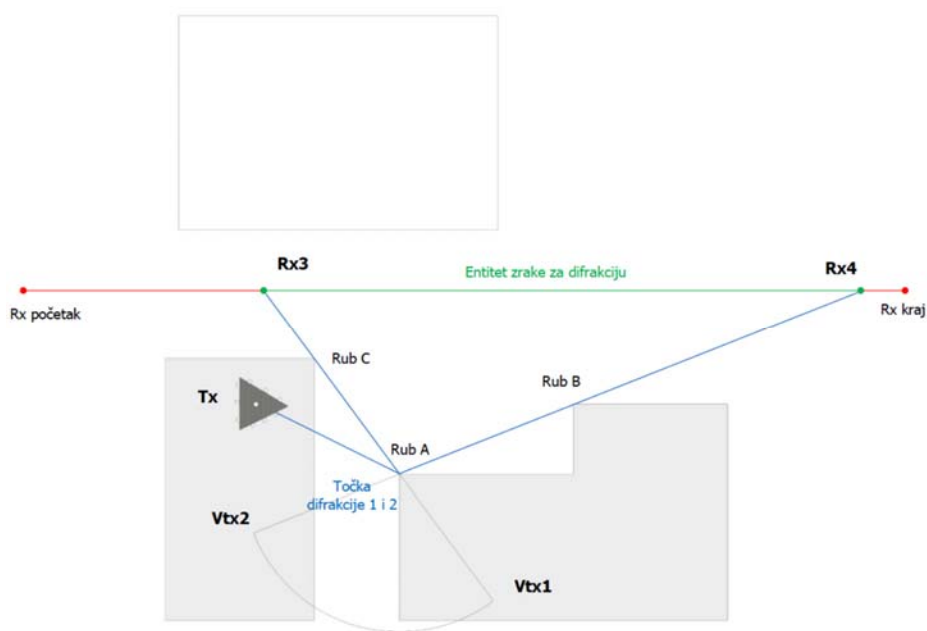
Slika 3.1 3D prikaz prisutnosti entiteta zrake za refleksiju uzduž Rx rute [49]



Slika 3.2 Tlocrtni prikaz prisutnosti entiteta zrake za refleksiju uzduž Rx rute [49]



Slika 3.3 3D prikaz prisutnosti entiteta zraka za difrakciju uzduž Rx rute [49]



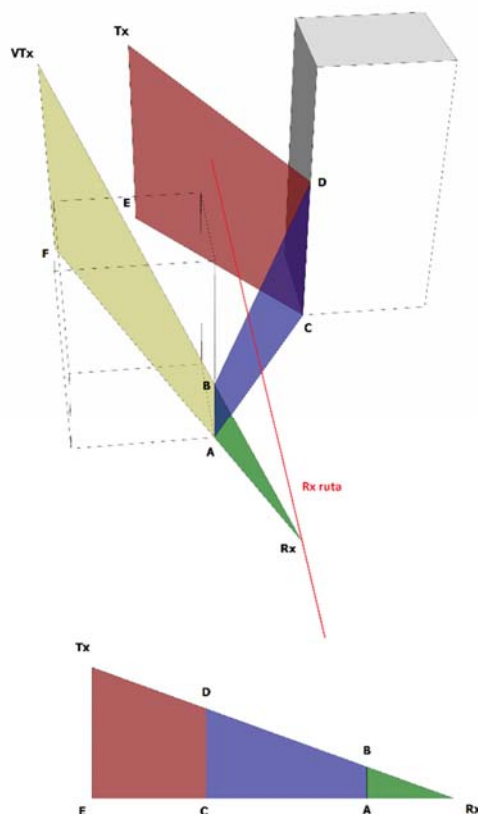
Slika 3.4 Tlocrtni prikaz prisutnosti entiteta zraka za difrakciju uzduž Rx rute [49]

Slike 3.3. i 3.4. prikazuje entitet zraka (EZ) koji se javlja zbog jedne difrakcije na okomitom rubu (bridu) A. Zbog zasjenjena od rubova B i C, ovaj EZ prisutan je na segmentu prijamne rute

od točke Rx3 do točke Rx4 (zeleni linija). Virtualni izvor za entitet s jednom difrakcijom nije točka nego je dio kružnice od VTx1 do VTx2 te se isti pomiče po kružnici kako se prijamnik giba uzduž dijela rute gdje postoji EZ. Difrakcijski upadni kut zraka na rubu jednak je polu-kutu Kellerovog stošca koji je opisan u [12] [50].

Za virtualni izvor za difrakciju od vertikalnih rubova često se smatra posljednja točka interakcije na rubu zgrade. Međutim, iz perspektive prijarnika je mnogo je pogodnije i realnije produljiti zraku sa istim prostornim kutom u smjeru točke interakcije na rubu te za duljinu zrake od te točke interakcije dalje do odašiljača. Lokus virtualnih izvora za entitet zraka za difrakciju tako nije točka koje se pomiče uzduž ruba, nego dio kružnice koji se nalazi na visini odašiljača i paralelan je s tlom, kao što se može vidjeti na Slikama 3.3. i 3.4. Budući da je VTx kružnica definirana sa bilo koje tri točke, onda je iz koordinate brida ili iz izračunatog VTx-a moguće dobiti svojstva zrake za bilo koju prijarnu točku uzduž rute tako da se zraka produži kroz rub zgrade do zadane rute do visine Tx-a. Na takav način se može izračunati zraka koja nije bila prethodno RT simulirana korištenjem postojećih Tx koordinata, inicijalne duljine zrake i koordinata ruba ili VTx kružnice. Za čiste refleksije koristi se samo podatak o virtualnom izvoru koji je nepomičan.

Za višestruke interakcije, tj. za dvostruku difrakciju, refleksiju pa difrakciju i difrakciju pa refleksiju, situacija je složenija. Slika 3.5. prikazuje dvostruku difrakciju gdje se može vidjeti da gibanje prijarnika utječe samo na dužinu i kut φ (ne i na točke R_x i T_x) pa su virtualni izvori za dvostruku difrakciju također sekcije kružnice koje se mogu lako izračunati produžavanjem zrake s istim elevacijskim kutom od R_x preko točke E do točke T_x tj. trokut $R_x E T_x$ se može razmotati kako se vidi na donjem dijelu Slike 3.5. Na Slici 3.5 Rx ruta i podnožja sva tri objekta imaju istu elevaciju. Međutim, čak i kada se elevacija točke E razlikuje od elevacije točke R_x , trokut ostaje isti, samo se mijenja dužina vertikalne katete koja je sada $h + \Delta h$ gdje je Δh razlika u visini između elevacije tla između Rx-a i Tx-a. Detaljniji raspis ovog tipa entiteta nalazi se u poglavlju 3.3.5.



Slika 3.5 3D prikaz koji ilustrira razmotani trokut s Tx-om i VTx-om za zraku s dvostrukom difrakcijom [49]

Za događaje u kojima je prva interakcija difrakcija, a druga interakcija refleksija nužno je preslikati točku odašiljača Tx te koordinatu brida u točku virtualnog odašiljača i virtualnog brida. Tada se ovaj slučaj svodi na slučaj jedne difrakcije kako se može vidjeti na slikama u poglavlju 3.3.6. Za događaje u kojima je prva interakcija refleksija, a druga interakcija difrakcija, nužno je preslikati točku odašiljača u točku virtualnog odašiljača oko zida refleksije i onda se i ovaj slučaj svodi na slučaj jedne difrakcije.

Sama detekcija entiteta zraka je razmjerno jednostavna. Za svaku se zraku dobivenu pomoću RT simulacije dodjeljuje potpis koji sadrži informacije o identitetu prvog i drugog objekta interakcije (ruba ili zida) te vrsti interakcije (difrakcija ili refleksija). Zatim se sve zrake s istim potpisima grupiraju u isti entitet te se u procesu enkodiranja entiteta pohranjuje minimalan skup parametara za opis entiteta zraka. Vrlina ovog koncepta je da se umjesto zraka pohranjuju entiteti

što značajno smanjuje potrebnu memoriju za pohranu. Jednom kada se EZ detektiraju i pohrane, dekodiranjem je moguće dobiti originalno simulirane diskretne Rx točke, ali što je još važnije moguće je dobiti RT rezultate na proizvoljnim lokacijama između ovih diskretnih Rx točaka korištenjem dekodiranja iz EZ u zrake.

Enkodirani zapis EZ može dati procjenu dostatnosti ili nedostatnosti početne rezolucija Rx točaka RT simulacije računajući koliko je EZ formirano na pojedinom prijamniku. Temeljem rezultata simulacija opisanih u sljedećem potpoglavlju vidjet će se da je rezolucija od 1m optimalna za razmatrano okruženje. Valja napomenuti da i nepotrebno visoka rezolucija prijamnika tijekom početnih RT simulacija neće povećati potrebu za memorijom ako su podaci pohranjeni kao EZ dok se u klasičnoj pohrani zraka potrebna memorija proporcionalno povećava sa rezolucijom što je značajna prednost pohrane RT podataka pomoću EZ.

3.1.2 Detekcija entiteta zraka iz rezultata RT simulacija

U ovom potpoglavlju koncept entiteta zraka bit će prikazan na RT simulacijama gdje se mobilni uređaj inkrementalno pomiče uzduž prijamne rute (1D slučaj), premda će cijeli koncept entiteta zraka u sljedećim poglavljima biti razrađen za kompleksniji 2D slučaj. Sve zrake dobivene iz RT simulacija uspoređuju se po njihovim točkama interakcije (zidovi ili rubovi) i vrstama rasprostiranja (izravna zraka, refleksija ili difrakcija), a zatim se grupiraju u entitete zraka. Entitet zraka je skup koji se sastoji od zraka koje su prošle isti efekt rasprostiranja, istim redom i na istim objektima. Zrake unutar istog entiteta zraka oblikuju područje vidljivosti entiteta, što je u ovom slučaju segment rute prijamnika.

Za demonstraciju koncepta, izvršene su tri RT simulacije na mapi Stockholma vidljive na Slici 3.6. Prva RT simulacija izvršena je za 39 m dugu rutu (ruta 1), druga simulacija za 238 m dugu rutu (ruta 2) u obliku slova L, a treća RT simulacija izvršena je za 100 m dugu rutu (ruta 3). Sve tri RT simulacije imaju definiranu rezoluciju od 1 m što znači da su simulacije izvršene točku po točku na zadanoj Rx ruti na udaljenosti od 1 m. Simulirane vrste rasprostiranja su bile direktna zraka, refleksije prvog i drugog reda, difrakcije prvog i drugog reda te miješane zrake kada je prva interakcija difrakcija, a druga refleksija i obrnuto.

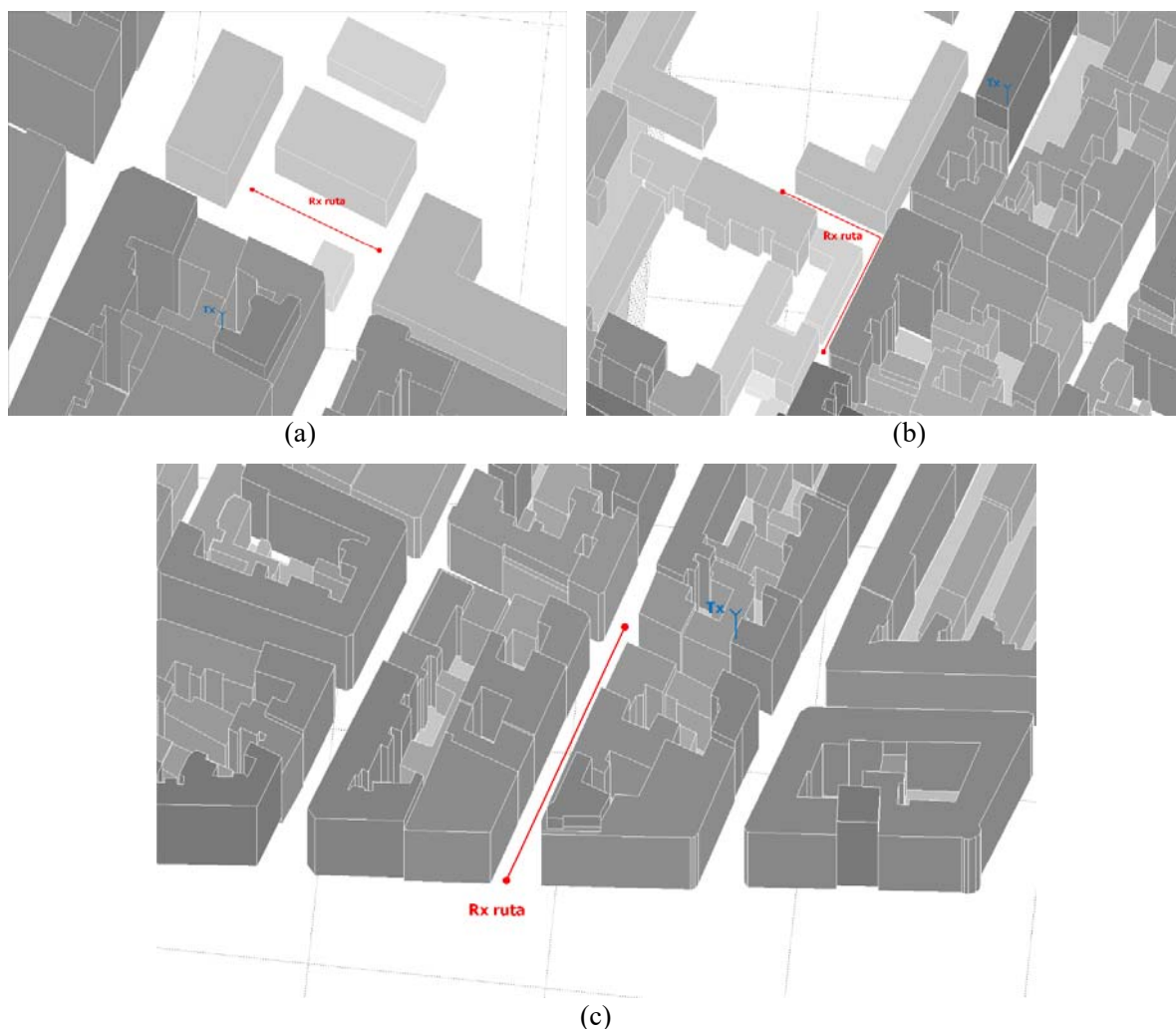
Tablica 3.1 prikazuje svojstva svake rute, ukupan broj zraka, rasipanje te prosječan broj zraka po jednoj Rx točki. Odvojeno su prikazane sve zrake bez obzira na snagu, ali i zrake s primjenom praga snage od -150 dBW. Prag snage postavljen je na -150dBW budući da većina suvremenih širokopojasnih komunikacijskih imaju nekoliko desetaka dB nižu osjetljivost prijamnika čak i za jednostavne modulacije poput QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying). Odašiljačka snaga u simulacijama bila je 1 W, odnosno 0 dBW.

Tablica 3.1 Svojstva razmatranih ruta [49]

Ruta #	Sirovi podaci (bez praga)			Prag snage od -150 dBW		
	Broj zraka (ukupno)	Broj zraka na jednom Rx		Broj zraka (ukupno)	Broj zraka na jednom Rx	
		Raspon	Prosjeak		Raspon	Prosjeak
1	2,060	36-107*	52.8	1,384	24-68	35.5
2	26,176	7-449	196.8	16,456	4-263	123.7
3	11,137	50-242	110.3	5,494	26-109	54.4

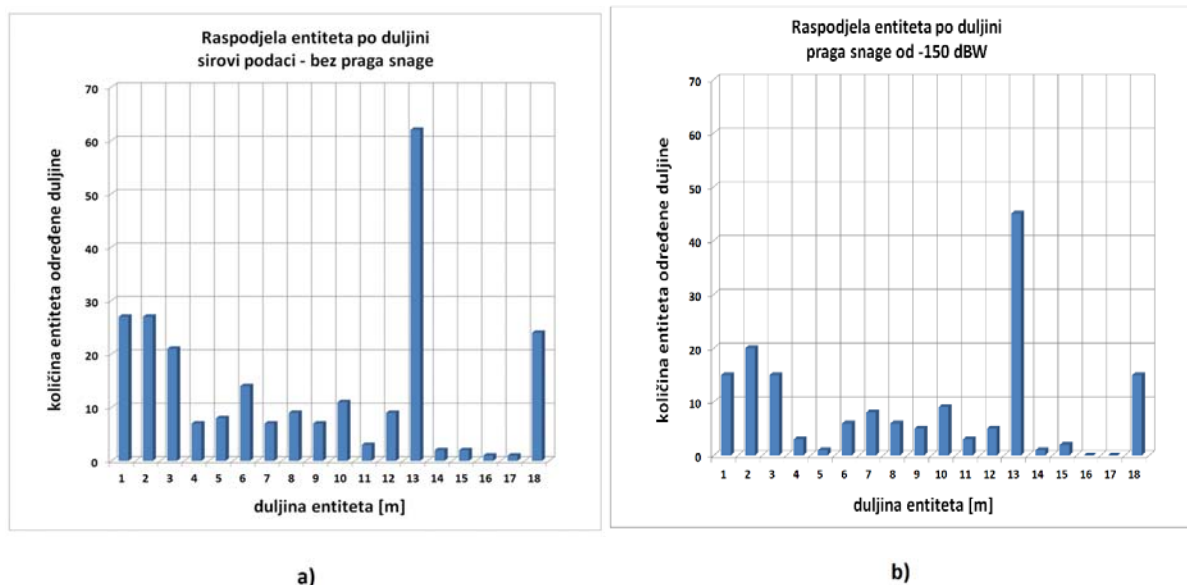
* Nekoliko Rx lokacija bez zraka

Za rute 1, 2 i 3 primjena praga snage je u odnosu na snage bez tog praga, smanjila ukupnu snagu na Rx ruti za u prosjeku zanemarivih 0,0037 dB, 0,00048 dB i 0,0029 dB. Maksimalno zabilježeno smanjenje na bilo kojem razmatranom prijamniku bilo je 0,0044 dB, 0,004 dB i 0,013 dB u odnosu na snagu bez praga što ukazuje da je isti dovoljno nisko podešen. Iako su podaci o zrakama nakon primjene praga snage relevantniji i vjerojatniji u praksi, sirovi podaci bez primjene praga snage svejedno su zanimljivi, jer primjena praga snage može podijeliti entitet u dva ili više entiteta zraka.

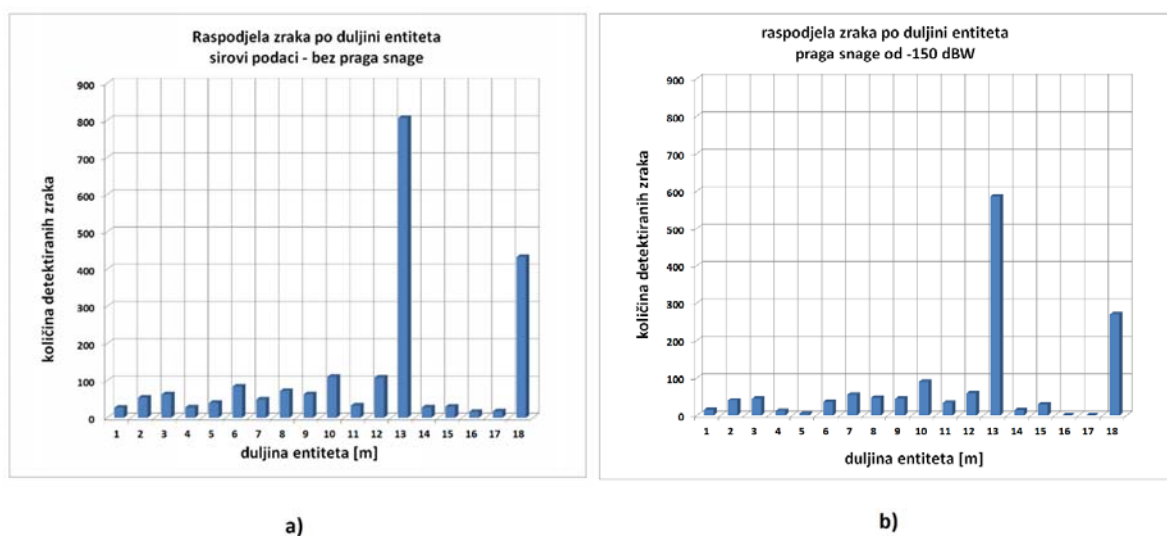


Slika 3.6 Tri simulacijska scenarija: (a) 39 m duga ravna ruta 1, (b) 133 m duga ruta 2 oblika slova L i (c) 100 m duga ravna ruta 3 u Stockholmu. Plavo je označena pozicija odašiljača [49]

Slika 3.7 prikazuje raspodjelu entiteta uzduž ravne rute 1 u odnosu na duljinu entiteta. Slika 3.7a prikazuje slučaj bez praga snage za zrake, a Slika 3.7b s pragom snage za zrake. Promatrajući Sliku 3.7. može se vidjeti da značajan broj entiteta ima duljinu 1 tj. da su detektirani samo na jednoj Rx točki uzduž RT simulirane rute. Ovo može ukazivati da Rx razlučivost od jednog metra nije dovoljna te da će se izgubiti mnogo entiteta manje duljine. Bolja procjena doprinosa entiteta prisutnih u samo jednoj točki neće biti iz grafova sa raspodjelom entiteta po njihovoj duljini, nego iz grafova raspodjele zraka po duljini entiteta. To je zato što su kraći entiteti manje značajni u odnosu na duže entitete ta će raspodjela zraka po duljinama entiteta i prikazati ovu činjenicu.



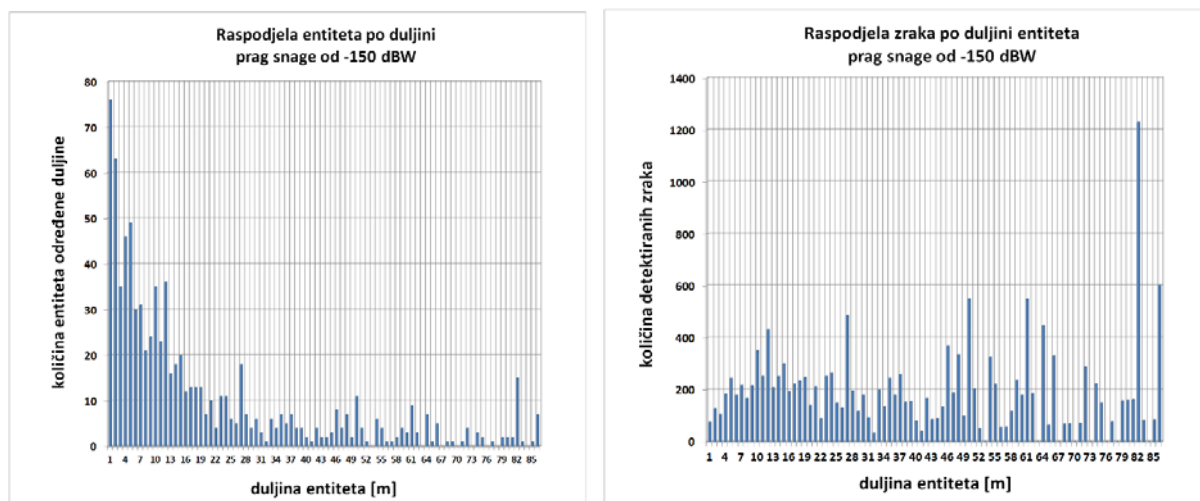
Slika 3.7 Raspodjela entiteta uzduž ravne rute 1 po duljini. Raspodjela je dana za sirove zrake (a) bez primjene praga snage i (b) nakon primjene praga snage od -150dBw [49]



Slika 3.8 Raspodjela zraka uzduž ravne rute 1 po duljini entiteta. Raspodjela je dana za sirove zrake (a) bez primjene praga snage i (b) nakon primjene praga snage od -150dBw [49]

Slika 3.8 prikazuje raspodjelu detektiranih zraka po dužini entiteta uzduž ravne rute 1 te se može vidjeti da je udio zraka koje su dodijeljene najkraćim entitetima prilično malen. Ova činjenica

sugerira da je u slučaju rute 1 razumno zaključiti da je Rx rezolucija od jednog metra dovoljna. Podaci s pragom i bez praga snage na Slikama 3.7. i 3.8. pokazuju da postoji očekivana proporcionalna razlika u ukupnom broju zraka i entiteta, ali i da nema značajne razlike u obliku distribucije.



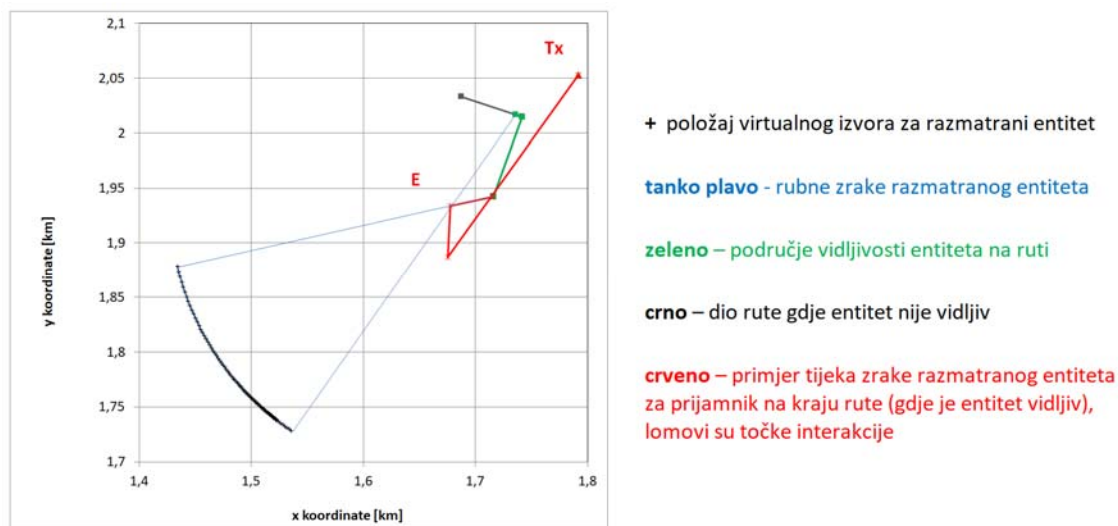
Slika 3.9 Raspodjela entiteta uzduž rute 2 L-oblika po duljini entiteta (a) i raspodjela zraka uzduž rute 2 L-oblika po duljini entiteta (b). Raspodjele su s uključenim pragom snage od -150dBw [49]

Slika 3.9. prikazuje razdiobu entiteta po duljini (a) i distribuciji detektiranih zraka po duljini entiteta, uzduž rute 2 L oblika za slučaj s pragom snage od -150 dBW. Iako Slika 3.9a pokazuje da je udio najmanjih, 1 m dugih entiteta najveći, Slika 3.9b jasno pokazuje koliko je mala količina zraka koja tvore najkraće entitete, usporedivo sa ukupnom količinom zraka RT simulacije.

3.1.3 Interpolacija RT rezultata korištenjem entiteta zraka

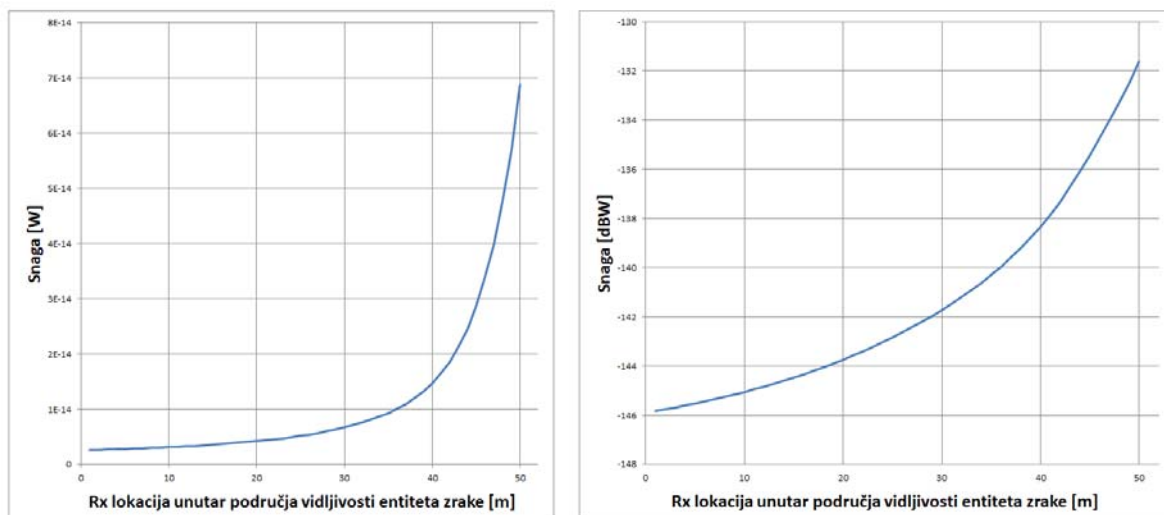
Jedan entitet iz rute 2 L-oblika s područjem vidljivosti dužine 86 m koristit će se za ilustraciju tipičnog odnosa između stvarnog izvora, točaka interakcije, vidljivosti entiteta i virtualnih izvora. Slika 3.10 daje tlocrtni prikaz okruženja rute2 prikazanog na Slici 3.6, ali s ograničenim brojem elemenata. Prikazani su elementi relevantni za ovaj entitet:

- ³⁵₁₇ crveni trokut - Tx;
- ³⁵₁₇ crvena linija – put zrake s dvije interakcije;
- ³⁵₁₇ siva linija (djelomično prekrivena zelenim linijama) - 135 m duga Rx ruta;
- ³⁵₁₇ zelena linija - „vidljiva“ sekcija entiteta;
- ³⁵₁₇ plava linija - lokus virtualnog Tx-a uzduž entiteta. Tanke plave linije povezuju krajnje točke vidljive sekcije entiteta s odgovarajućim virtualnim Tx-om.
- ³⁵₁₇ Oznake na plavoj crti označavaju virtualne Tx-ove za Rx lokacije uzorkovane svako 1m uzduž Rx rute.
- ³⁵₁₇ Posljednja točka interakcije je stacionarna za entitet samo u tlocrtnom pogledu, ali ne i po visini.



Slika 3.10. Tlocrt za rutu oblika slova L, ali koji sadrži samo značajke relevantne za jedan uzorkovani entitet s područjem vidljivosti duljine 86 m.

Slika 3.10. prikazuje entitet zraka koji je prisutan duž ulice u obliku slova L koji ubrzo nestaje nakon što prijamnik skrene u drugu ulicu na ruti.



Slika 3.11 Krivulja snage u W (a) i dBW (b) uzduž rutea na području vidljivosti entiteta duljine 50 m.

Takve krivulje mogu se lako aproksimirati polinomima [49]

Slika 3.11 daje snagu zrake na Rx lokaciji uzduž sekcije rute gdje je entitet vidljiv što se može aproksimirati s polinomom tako da se umjesto primjerice 50 podatkovnih točaka, pohranjuju samo 4 ili 5 koeficijenata polinoma. U kasnijim poglavljima će se za opis prijenosne funkcije kanala zapravo pohranjivati kompleksno električno polje koje će se na isti način interpolirati i spremati u sklopu entiteta zraka.

Bilježenje zraka dobivenih RT simulacijama kao entiteta zraka značajno smanjuje zahtjev za memorijom, a dekodiranje iz entiteta u entitete zraka omogućuje veću rezoluciju, prostornu konzistentnost i kontinuiranost uz male računalne troškove. Tablica 3.2 uspoređuje pohranu zraka kao klasične RT simulacije ili kao enkodirane entitete zraka. Za konkretan slučaj dobiveno je smanjenje memorije za pohranu od 11-12 puta, premda je još važnija prednost ovog pristupa mogućnost interpoliranja RT rezultata u rezoluciji proizvoljne gustoće. Ova mogućnost dostupna je nakon inicijalne RT simulacije te nakon enkodiranja zraka u entitete i pohrane područja vidljivosti entiteta. Iz tog razloga uvođenje koncepta entiteta zraka omogućuje simulaciju radijskog kanala s proizvoljnim mobilnim prijamnicima, proizvoljnom modulacijom i shemom

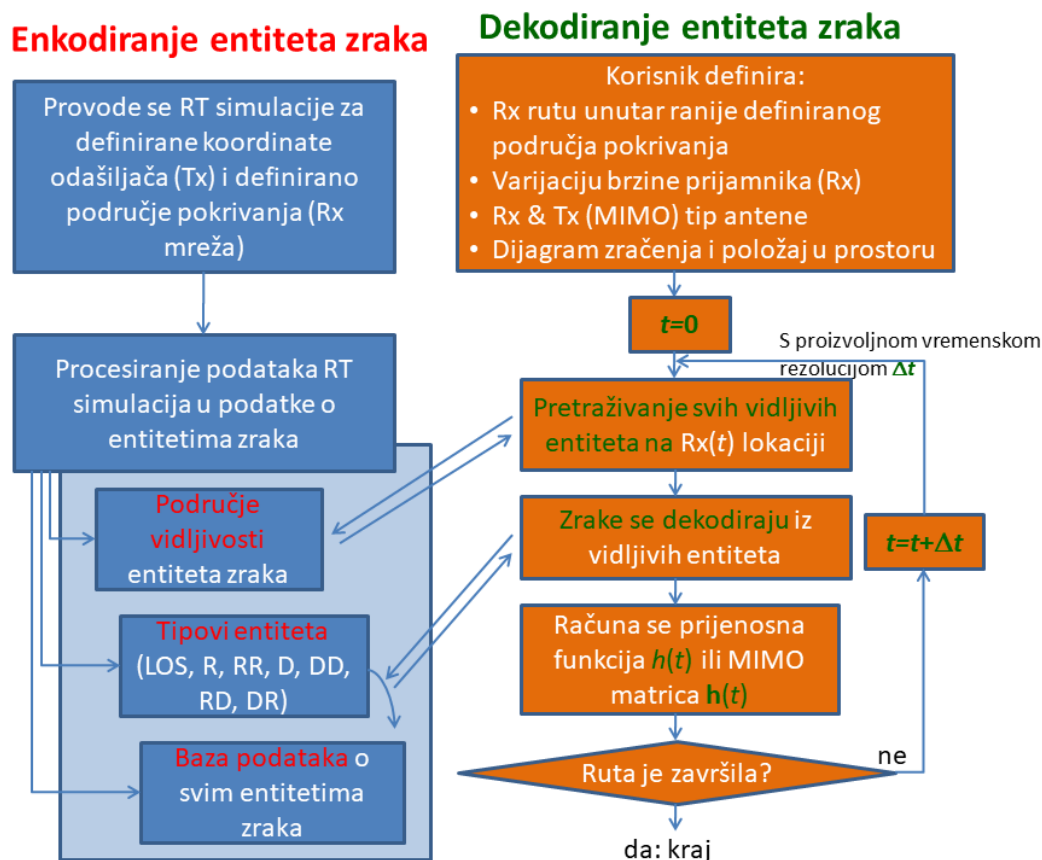
kodiranja, u širokom frekvencijskom rasponu i s dovoljnom prostornom rezolucijom. Zbog toga koncept entiteta zraka primjenjujemo za izradu determinističkog modela referentnog kanala.

Tablica 3.2 Usporedba između pohrane zraka i entiteta zraka [49]

	zrake nakon RT simulacije	Entiteti zraka
Korištenje memorije	Više (10 – 20 puta) u odnosu na metodu entiteta zrake	Manje (10 – 20 puta) u odnosu na RT metodu
Rx rezolucija (broj prijamnika na nekom području)	Fiksna nakon inicijalne RT simulacije	Neograničena i može se povećati po želji nakon inicijalne RT simulacije
Računalno opterećenje za povećavanje Rx rezolucije	Povećava se značajno	Neznatno se povećava
Svestranost za uključivanje drugih efekata rasprostiranja (ORT difrakcija, difuzno raspršenje)	Da	Da, ali uz manje prilagodbe ovisno o tipu efekta rasprostiranja

3.2. Arhitektura determinističkog referentnog modela baziranog na metodi sljedeđenja zrake

Na Slici 3.12 nalazi se blok dijagram koji objašnjava strukturu DRMRK-a baziranog na entitetima zraka. Lijeva strana dijagrama prikazuje osnovne procedure za izradu modela enkodiranja i osnovne baze podataka o entitetima zraka, a desna strana daje procedure za korištenje modela iz perspektive korisnika.



Slika 3.12. Blok dijagram izgradnje modela s procesima enkodiranja entiteta zraka iz podataka o zrakama (plavo) i blok dijagram korištenja modela s procesom dekodiranja zraka iz entiteta zraka i područja vidljivosti entiteta s MIMO ekstrapolacijom [51]

U ovom poglavlju u sklopu pregleda arhitekture DRMRK-a dat će se kratak pregled enkodiranja entiteta zraka, područja vidljivosti entiteta zraka kao i dekodiranja entiteta zraka. Ovi sastavni elementi ciljanog modela bit će detaljno opisani, zajedno s konkretnim primjerima, u sljedećem poglavlju.

Enkodiranje entiteta zraka

Enkodiranje entiteta zraka odnosi se na proces post-procesiranja podataka o slijeđenju zrake (RT podaci) i sastoji se od dva glavna koraka. Prvi korak je detektiranje entiteta zraka iz skupa zraka tj. alociranje individualnih zraka odgovarajućim entitetima zraka. Drugi korak je zapisivanje minimalnog skupa informacija koji će omogućiti kasnije dekodiranje u sljedećim koracima.

Simulacije slijeđenja zrake tipično se izvode u definiranoj rezoluciji točku po točku na definiranoj ruti (1D) ili na nekom području (2D). Za svaku prijamnu točku (Rx) pohranjuje se veći broj zraka gdje svaka zraka ima zapisane podatke o snazi, električnom polju, kašnjenju, smjeru odlaska i smjeru dolaska te brojne druge informacije poput trajektorije, vidljivih poligona zidova ili faktora refleksije ili difrakcije. Proces detektiranja entiteta zraka počinje od prve zrake gdje se svaka zraka tretira kao početak novog entiteta. Nakon toga se procesira sljedeća zraka te se sve zrake uspoređuju sa zrakama iz prethodne točke. U slučaju da dvije uzastopne zrake prolaze kroz istu seriju vrsta rasprostiranja (optička vidljivost, refleksija, difrakcija ili raspršenje) na istim zidovima ili rubovima zgrada onda možemo reći da te zrake pripadaju istom entitetu zraka te se u sklopu tog entiteta zraka pohranjuju. Ako se za sljedeću zraku promijeni vrsta rasprostiranja, virtualni izvor za refleksiju ili difrakcijski brid, to znači da aktivni entitet završava i novi počinje. Slijedeći ovaj proces od početka do kraja simulirane rute ili područja izvršava se detekcija svih entiteta.

Nakon što završi detekcija novog entiteta, sljedeći korak je pohrana informacija za kasnije dekodiranje. Informacije koje je potrebno pohraniti ovise o tome koja se vrsta ili serija vrsta rasprostiranja dogodila odnosno ovise o tipu entiteta. Detaljnije informacije će biti prikazane u poglavlju 4. gdje će se precizno definirati i struktura matrice za pohranu područja vidljivosti entiteta. Prilikom enkodiranja entiteta bitno je pohraniti dostatan broj parametara kako bi dekodiranje bilo moguće te pritom treba voditi računa da se minimizira zahtjev na pohranu kao i zahtjev na procesorsko vrijeme. Električno polje će se pojedinačno za svaki entitet interpolirati pri čemu je cilj uz optimalan broj koeficijenata dobiti minimalno odstupanje simuliranog polja.

Područje vidljivosti entiteta zraka

Prethodni rad [49] i istraživanje baziralo se na entitetima zraka koji su nastali post procesiranjem RT simulacija na nizu ravnih ruta i ruta oblika slova L (1D). Međutim, cilj ovog istraživanja je simulacije proširiti na područje pokrivanja (2D) što komplicira područje vidljivosti entiteta zraka koje više nije segment rute nego je nepravilan poligon unutar ciljanog područja pokrivanja odašiljača (Tx).

Za 2D područja vidljivosti postoje dva načina pohrane. Prvi način je pohrana rubova poligona na kojima je pojedini entitet aktivan, a drugi način je pohrana poligona kao niza 1D ruta s definiranom točkom početka i kraja entiteta. Budući da je jedna od ključnih prednosti modela entiteta zraka kontinuiranost, odnosno mogućnost dobivanja impulsnog odziva kanala u bilo kojoj točki u nekom okruženju, postavlja se pitanje je li okruženje uzorkovano s dovoljnom rezolucijom tj. dovoljnim brojem točaka? Odgovor na pitanje daje RT simulacija s većom rezolucijom te provjera dolazi li do generiranja novih entiteta. Ukoliko daljnje povećanje rezolucije ne generira nove entitete to znači da je područje uzorkovano s dovoljnom preciznošću te daljnje povećanje broja uzorkovanih točaka nije potrebno.

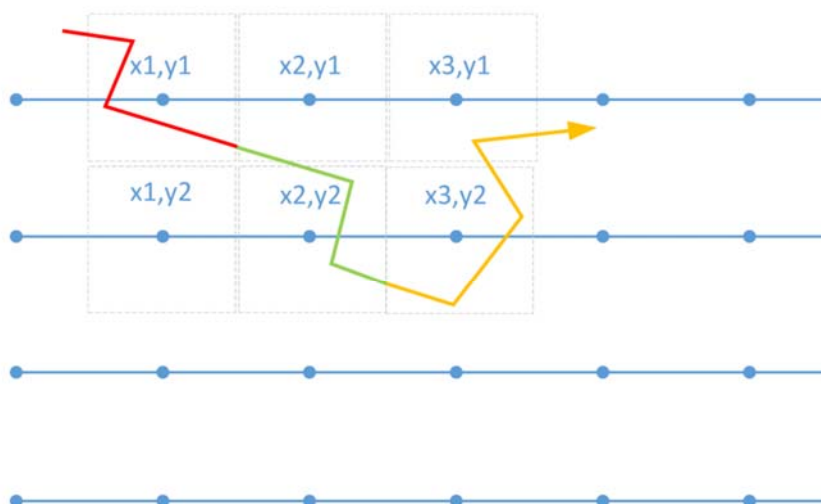
Dekodiranje entiteta zraka

Nakon što je entitet zraka kodiran i pohranjen u bazu podataka entiteta zraka i nakon što je izgrađena baza podataka područja vidljivosti entiteta slijedi proces dekodiranja. Dekodiranjem se iz ograničenih i komprimiranih podataka ponovno za svaku točku ili rutu koju želimo dobiti niz zraka te se zbrajanjem skupa zraka dobiva kontinuirani (proizvoljna rezolucija) impulсни odziv kanala. Pritom je krajnji cilj da potpuno razvijeni model omogućava da korisnik definira snagu odašiljača kao i dijagrame zračenja odašiljačke i prijamne antene kao što se vidi na desnoj strani Slike 3.12.

Proces dekodiranja se slično kao i proces enkodiranja razlikuje za različite tipove rasprostiranja i broj interakcija tj. za različite tipove entiteta. Dekodiranje se izvršava na području vidljivosti entiteta te korisnik ima mogućnost odabrati rezolucijom kao i rutu za koju želi dobiti kanalni odziv. Za svaku točku na ruti koja pripada odgovarajućoj točki područja vidljivosti entiteta izvršava se pretraga područja vidljivosti te se pronalaze svi aktivni entiteti. Za sve aktivne entitete vrši se dekodiranje, odnosno za svaku točku na ruti dobivamo podatke o električnom polju u dvije komponente (E_x i E_y), kašnjenju, odlaznom kutu i dolaznom kutu zraka.

Prikaz proizvoljne rute iz koje se mogu detektirati entiteti i dobiti kanalni odziv prikazan je na Slici 3.13 gdje se može vidjeti proizvoljna ruta kao i točke za koje postoje podatci o svim prisutnim zrakama za svaku točku.

Proces određivanja pripada li proizvoljna točka na ruti jednom od najbliža susjedna četiri prijarnika izvršava se jednostavnim računanjem udaljenosti do susjedne četiri točke. Rezultat ovog računanja na Slici 3.13 su vidljivi kvadrati iscrtani tankom plavom crtom koji predstavljaju granicu unutar koje se sve točke dodjeljuju prijarniku koji se nalazi u centru tog kvadrata. Na Slici 3.13 vidi se primjer proizvoljne rute koja je prikazano različitim bojom ovisno o tome kojem je prijarniku dodijeljena. Za prijarnik s koordinatama x_1, y_1 testna korisnička ruta obojana je crvenom bojom, za prijarnik x_2, y_2 ruta je obojana zelenom bojom, a za prijarnik x_3, y_2 ruta je obojana narančastom bojom.



Slika 3.13 Prikaz proizvoljne rute unutar zamišljenog područja simuliranog slijeđenjem zrake

3.3. Tipovi entiteta zraka i informacije nužne za dekodiranje

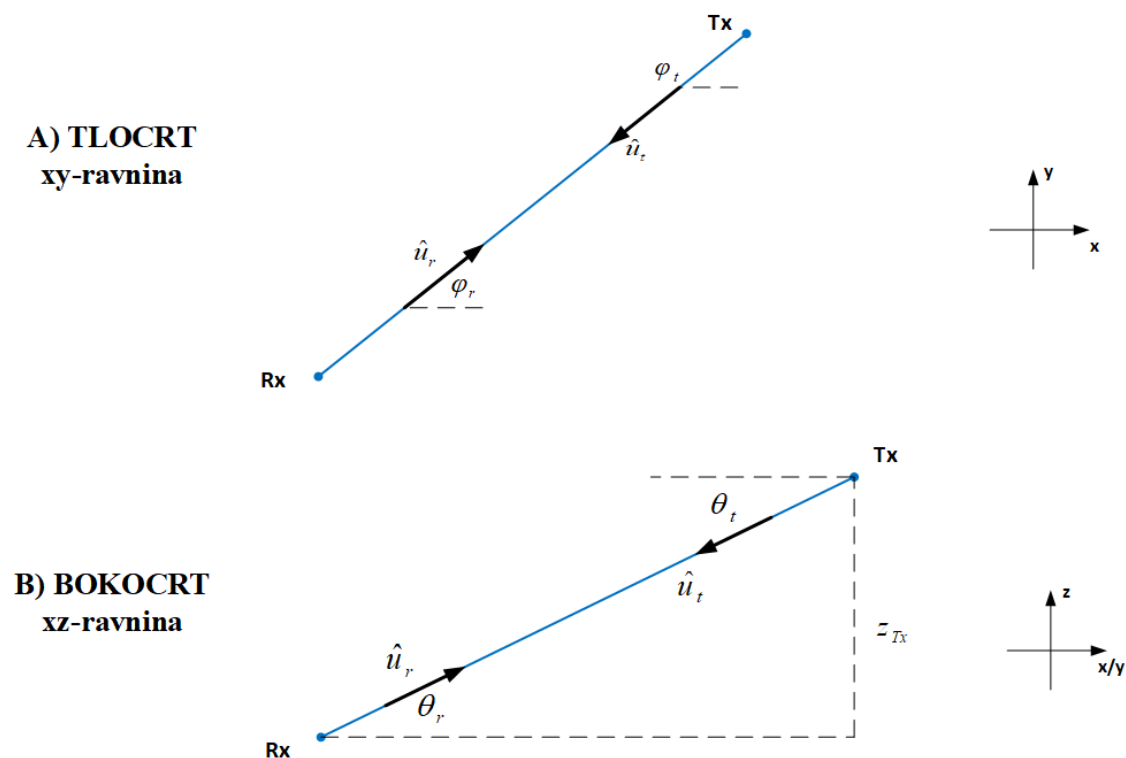
U poglavlju 1.2. navedene su načini na koji se elektromagnetski val širi: izravna zraka, refleksija, difrakcija, raspršenje te rasprostiranje kroz medij. U sklopu ovog rada razmatramo gradsko okruženje i tipičnu makroćeliju pa se zato analiza temelji na izravnim zrakama, refleksiji i difrakciji, a bez difuznog raspršenja. Za ukupan broj interakcija razmatrane su opcija s do dvije interakcije i opcija s do tri interakcije. S obzirom da je većina snage sadržana u entitetima s jednom ili dvije interakcije te s obzirom da tri interakcije značajno povećavaju broj tipova entiteta sa 7 na ukupno 15, odabrana je opcija s dvije interakcije. Svejedno, razrada tipova entiteta s dvije interakcije može se primijeniti i proširiti i na tipove entiteta s tri interakcije. RT softver vrši simulacije isključivo za slučaj s jednim odašiljačkim i jednim prijamnim antenskim elementom tzv. SISO (engl. Single Input Single Output) što za posljedicu daje jednu zraku od faznog centra odašiljača do faznog centra prijarnika.

U ovom poglavlju raspisani su i izvedeni izrazi i formule koje definiraju koje podatke je potrebno pohraniti za svaki tip entiteta da bi se izvršilo enkodiranje. Također, opisani su izrazi i formule koje definiraju koje podatke je potrebno pohraniti da bi se izvršilo dekodiranje za svaki tip entiteta. U poglavljima 4.2 i 4.3 postupci enkodiranja i dekodiranja će biti detaljno objašnjeni, prikazani dijagramima toka te biti potkrijepljeni primjerom na testnoj simulaciji s tri zgrade.

Kroz sljedećih sedam potpoglavlja dat će se topološki prikaz, bočni prikaz, jednadžbe kao i sve ostale informacije koje je potrebno pohraniti nakon RT simulacije za sljedeće interakcije. Osim toga bit će dane i formule kako dekodirati entitete u zrake za sljedećih sedam tipova entiteta:

1. Izravna zraka
2. Jedna refleksija
3. Dvije refleksije
4. Jedna difrakcija
5. Dvije difrakcije
6. Jedna refleksija pa jedna difrakcija
7. Jedna difrakcija pa jedna refleksija

Prije nego se krene u razradu formula koje definiraju što treba enkodirati te s kojim podacima enkodirati iz entitet u zrake, bitno je točno definirati vektore dolaska tj. DoA (engl. Direction of Arrival) te vektore odlaska tj. DoD (engl. Direction of Departure) kao i kutove theta i phi te azimut i elevaciju i njihov odnos.



Slika 3.14 Prikaz odašiljača i prijmnika te vektora odlaska (DoD) i dolaska (DoA)

Na Slici 3.14 u A) dijelu prikazan je tlocrtni prikaz jednostavnog okruženja s odašiljačem (Tx) i prijmnikom (Rx). Vektor dolaska DoA tj. je definiran u smjeru od prijmnika prema odašiljaču. Ukoliko je potrebno vektor DoA definirati u suprotnom smjeru to je jednostavno napraviti dodavanjem na sljedeći način '. Jednako tako vektor odlaska DoD tj. je definiran u smjeru od odašiljaču prema prijmnika. Ukoliko je potrebno vektor DoA definirati u suprotnom smjeru to je jednostavno napraviti na identičan način '. U sfernim koordinatama azimutu koji je kut u xy ravnini u odnosu na x-os.

Elevacija se definira kao kut u odnosu na horizont (xy ravninu), međutim kut u sfernim koordinatama se definira kao kut raspona $0, \pi$ koji počinje sa $+z$ osi i završava u $-z$ osi što je

različito od kuta elevacije. Veza između ova dva kuta je vrlo jednostavna te vrijedi –

. U većini kasnijih proračuna, a posebno transformacija iz kartezijevih u sferne koordinate i obrnuto, koriste se upravo sferne i koordinate, dok se u razradi entiteta slično kao i u RT softveru koriste azimut i elevacija zbog jednostavnijeg definiranja, kao i enkodiranja i dekodiranja iz zraka u entitete i obrnuto.

3.3.1 Izravna zraka

Na Slikama 3.15 i 3.16 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{t}$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični vektor $\hat{r}$ definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.15 narančastom je bojom prikazana crta koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku

Podaci koje je potrebno enkodirati

Izravna zraka je opisana jednostavnom Friisovom prijenosnom jednadžbom te su samim time sve točke na nekom simuliranom području za koje vrijedi direktna optička vidljivost (engl. LOS, Line Of Sight) dio jednog entiteta. Pritom valja imati na umu da je ovaj entitet može biti prisutan na više geometrijski odvojenih područja. Za enkodiranje je potrebno samo zapamtiti koordinate odašiljača (Tx).

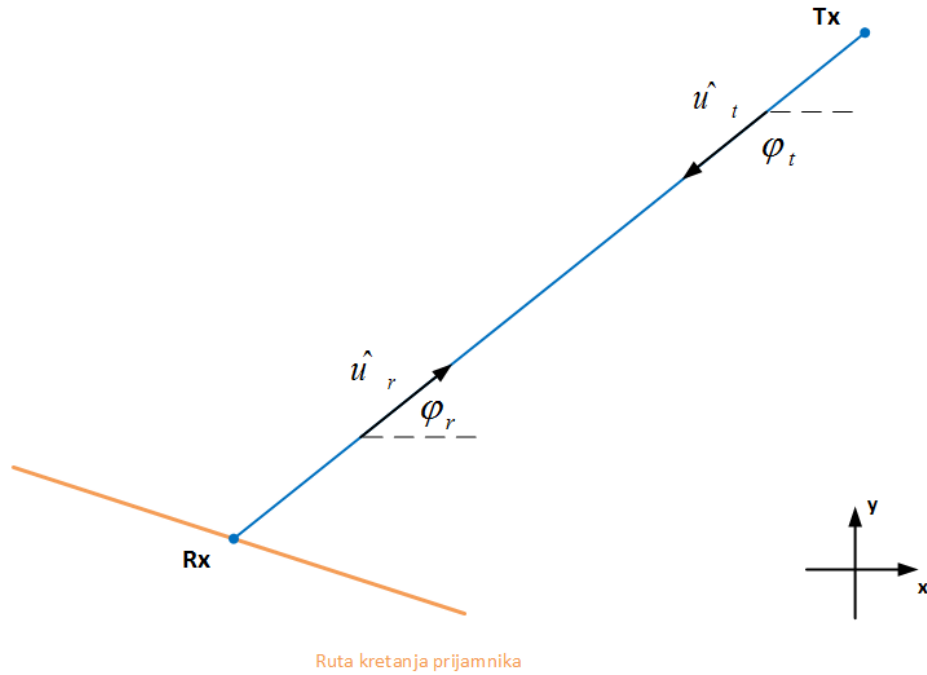
Formule i izrazi za dekodiranje

Značajke pojedinih zraka unutar EZ tipa direktna zraka dekodirat će se na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.15 i 3.16):

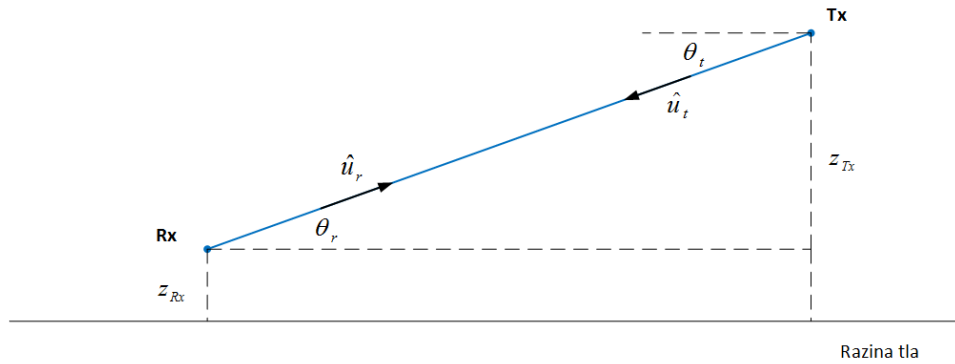
1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijamnika se računa geometrijski iz

$$\sqrt{(x_r - x_t)^2 + (y_r - y_t)^2 + (z_r - z_t)^2}$$
 Tx i trenutne Rx koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijamnika
3. Dolazni azimutalni kut θ je kut kojeg projekcija vektora $\hat{r}$ na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa (x-os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom: $\theta = \text{atan2}(y_r - y_t, x_r - x_t)$

4. Dolazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se arkus-tangens funkcijom: $\arctan \frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2}}$
5. Odlazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora zatvara na ravninu xy u odnosu na os apscisa i računa se kao: $\arctan \frac{y}{x}$ zato vrijedi
6. Odlazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i jednak je negativnom iznosu dolaznog elevacijskog kuta tj.



Slika 3.15 Tlocrtni prikaz tipa entiteta za direktnu zraku



Slika 3.16 Bočni prikaz tipa entiteta za direktnu zraku

3.3.2 Jedna refleksija

Na Slikama 3.17 i 3.18 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{u}_r$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični vektor $\hat{u}_t$ definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.17 narančastom je bojom prikazana

crtu koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku. Refleksijom se Odašiljač (Tx) preslikava (zrcali) oko zida refleksije u točku Virtualnog odašiljača (VTx).

Podaci koje je potrebno enkodirati

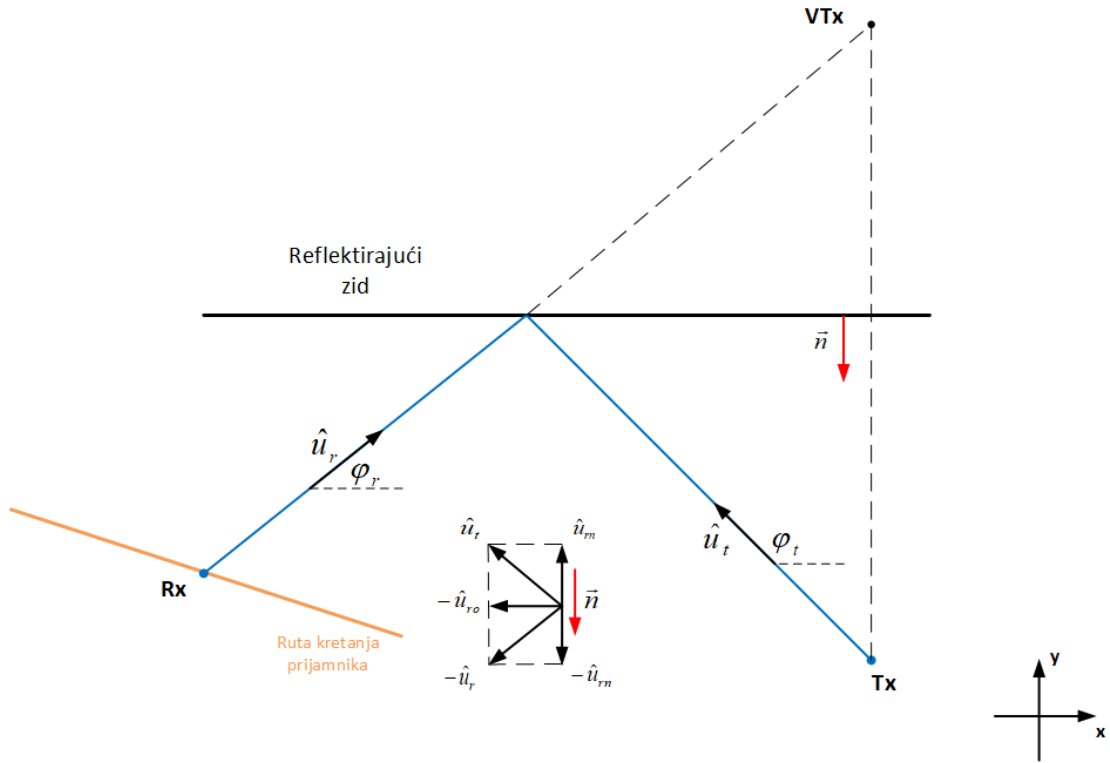
Za entitete koji se sastoje od jedne refleksije potrebno je pohraniti koordinatu Virtualnog izvora (VTx) prikazanog na slici kao i normalu zida $\vec{n}$. Za enkodiranje je potrebno poznavati i koordinate odašiljača (Tx), ali one su fiksne i poznate za sve entitete. Budući da su VTx koordinate kao i vektor normale $\vec{n}$ već zapisani u **.rays** datoteci RT softvera onda je ove podatke potrebno prepisati u strukturu entity tijekom procesa enkodiranja entiteta.

Formule i izrazi za dekodiranje

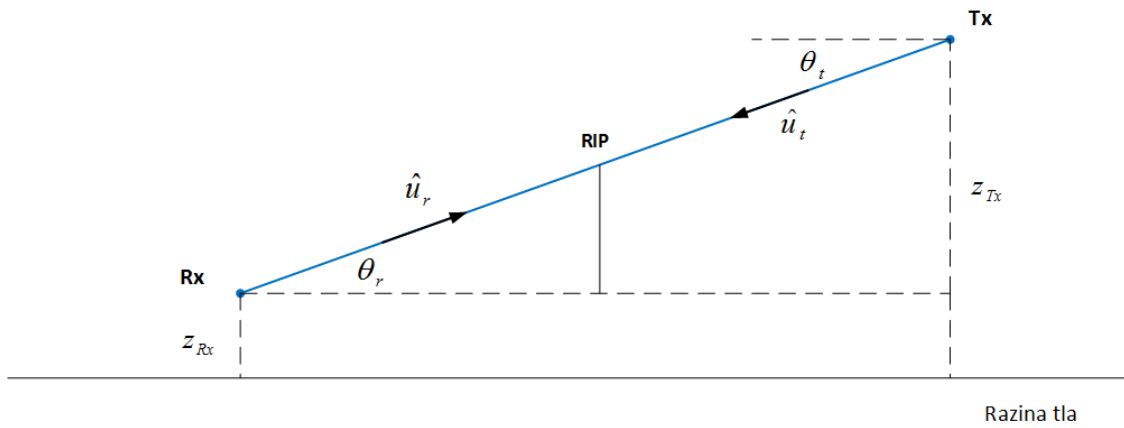
Značajke pojedinih zraka unutar EZ tipa jedna refleksija dekodirat će se na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.17 i 3.18):

1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijamnika se računa geometrijski iz

$$\sqrt{(x_{VTx} - x_{Rx})^2 + (y_{VTx} - y_{Rx})^2 + (z_{VTx} - z_{Rx})^2}$$
 VTx i trenutne Rx koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijamnika
3. Dolazni azimutalni kut θ_{in} je kut kojeg projekcija vektora $\vec{r}$ na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa (x-os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom: $\theta_{in} = \text{atan2}(y, x)$
4. Dolazni elevacijski kut ϕ_{in} je kut kojeg vektor $\vec{r}$ zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se arkus-tangens funkcijom: $\phi_{in} = \arctan\left(\frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2}}\right)$
5. Odlazni azimutalni kut θ_{out} je kut kojeg projekcija vektora $\vec{r}$ zatvara na ravninu xy u odnosu na os apscisa i računa se kao: $\theta_{out} = \text{atan2}(y, x)$. Jedinični vektor $\vec{u}$ se računa preko vektora tako da vektor $\vec{r}$ rastavimo na komponentu $\vec{r}_{xy}$ u smjeru vektora $\vec{n}$ i komponentu ortogonalnu na $\vec{n}$. $\vec{u}$ se finalno dobije kao $\vec{u} = \frac{\vec{r}_{xy}}{|\vec{r}_{xy}|}$
6. Odlazni elevacijski kut ϕ_{out} je kut kojeg vektor $\vec{r}$ zatvara u odnosu na ravninu xy i vrijedi $\phi_{out} = \arctan\left(\frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2}}\right)$ za refleksiju od zida, odnosno $\phi_{out} = \arctan\left(\frac{z}{\sqrt{x^2 + y^2}}\right)$ za refleksiju od tla.



Slika 3.17 Tlocrtni prikaz tipa entiteta za jednu refleksiju



Slika 3.18 Bočni prikaz tipa entiteta za jednu refleksiju

3.3.3 Dvije refleksije

Na Slikama 3.19 i 3.20 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{u}_r$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični

vektor $\vec{n}$ definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.19 narančastom je bojom prikazana crta koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku. Refleksijom se Odašiljač (Tx) preslikava (zrcali) oko zida refleksije u točku Virtualnog odašiljača 1 (VTx_1), a refleksijom oko zida 2 odnosno preslikavanjem (zrcaljenjem) VTx_1 oko zida 2 dobije se efektivni virtualni izvor tj. točka VTx.

Podaci koje je potrebno enkodirati

Za entitete koji se sastoje od dvije refleksije potrebno je pohraniti koordinatu Virtualnog izvora (VTx) prikazanog na slici, te normale oba zida $\vec{n}_1$ i $\vec{n}_2$. Za enkodiranje je potrebno imati i koordinate odašiljača (Tx), ali one su fiksne i poznate za sve entitete. Budući da su VTx_1 kao i VTx koordinate kao i vektori normala $\vec{n}_1$ i $\vec{n}_2$ već zapisani u **.rays** datoteci RT softvera onda je ove podatke potrebno prepisati u strukturu entity tijekom procesa enkodiranja entiteta.

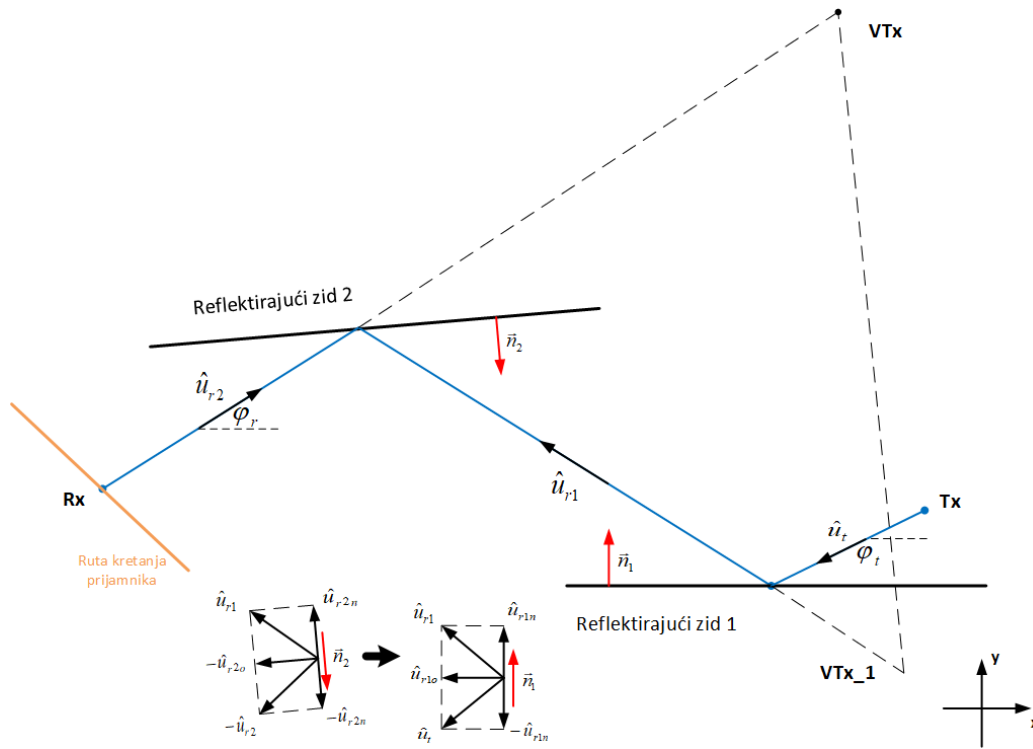
Formule i izrazi za dekodiranje

Značajke pojedinih zraka unutar EZ tipa dva dvije refleksije dekodirat će se na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.19 i 3.20):

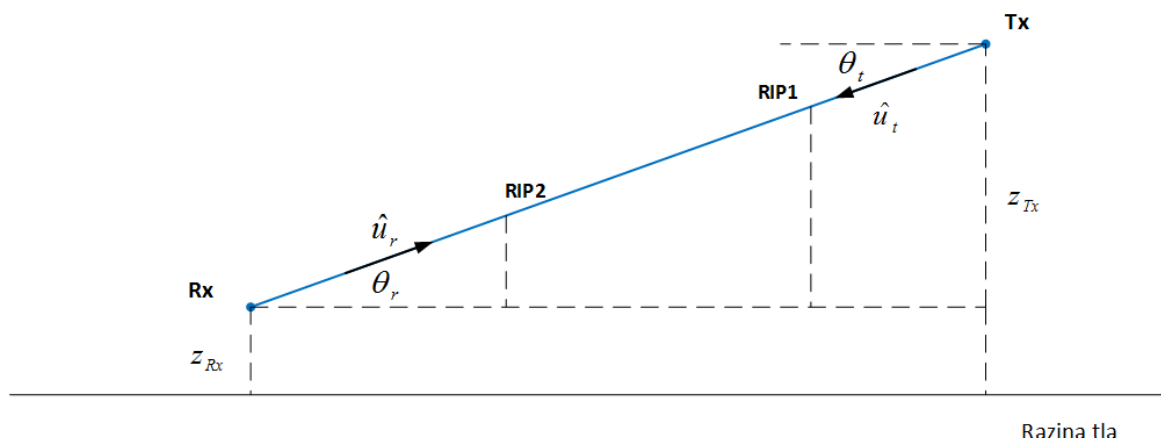
1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijamnika se računa geometrijski iz

$$\sqrt{(x_{Tx} - x_{Rx})^2 + (y_{Tx} - y_{Rx})^2}$$
 VTx i trenutne Rx koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijamnika
3. Dolazni azimutalni kut θ_{in} je kut kojeg projekcija vektora $\vec{r}$ na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa (x-os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom: $\theta_{in} = \text{atan2}(y_{Tx} - y_{Rx}, x_{Tx} - x_{Rx})$
4. Dolazni elevacijski kut θ_{in} je kut kojeg vektor $\vec{r}$ zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se arkus-tangens funkcijom: $\theta_{in} = \arcsin\left(\frac{y_{Tx} - y_{Rx}}{\sqrt{(x_{Tx} - x_{Rx})^2 + (y_{Tx} - y_{Rx})^2}}\right)$
5. Odlazni azimutalni kut θ_{out} je kut kojeg projekcija vektora $\vec{r}$ na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa i računa se kao: $\theta_{out} = \text{atan2}(y_{Tx} - y_{Rx}, x_{Tx} - x_{Rx})$. Jedinični vektor $\vec{u}$ se računa tako da vektor $\vec{r}$ rastavimo na komponentu $\vec{u}$ u smjeru vektora $\vec{n}_1$ i komponentu $\vec{v}$ ortogonalnu

- na $\hat{u}_r$. Vektor $\hat{u}_r$ se finalno dobije kao $\hat{u}_r$. Vektor $\hat{u}_r$ se sada po istom principu rastavlja na komponentu $\hat{u}_{r1}$ u smjeru vektora $\hat{n}_1$ i komponentu $\hat{u}_{r2}$ ortogonalnu na vektor $\hat{n}_1$. Konačno se vektor $\hat{u}_r$ računa kao $\hat{u}_r = \hat{u}_{r1} + \hat{u}_{r2}$.
6. Odlazni elevacijski kut φ_t je kut kojeg vektor $\hat{u}_t$ zatvara u odnosu na ravninu xy i vrijedi $\varphi_t = \arccos(\hat{u}_t \cdot \hat{z})$ za refleksiju od zida, odnosno $\varphi_t = \arccos(\hat{u}_t \cdot \hat{z})$ za refleksiju od tla.



Slika 3.19 Tlocrtni prikaz tipa entiteta za dvije refleksiju



Slika 3.20 Bočni prikaz tipa entiteta za dvije refleksiju

3.3.4 Jedna difrakcija

Na Slikama 3.21 i 3.22 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{u}_r$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični vektor $\hat{u}_t$ definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.21 narančastom je bojom prikazana crta koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku.

Difrakcijom se Odašiljač (Tx) rotira oko zida refleksije u točku Virtualnog odašiljača (VTx). Za razliku od refleksije gdje je VTx fiksna, kod difrakcije se ovisno o gibanju prijamnika, giba i VTx te opisuje kružnicu sa središtem u točki brida i z-koordinatom kao kod Tx-a. Pritom se točka gdje se zraka ogiba oko brida zove DIP (engl. Diffraction Interaction Point).

Podaci koje je potrebno enkodirati

Za entitete koji se sastoje od jedne difrakcije potrebno je pohraniti x i y koordinate brida (DIP) prikazanog na slici, a z-koordinata se pomiče ovisno o kretanje prijamnika te je nije potrebno pohranjivati. Za enkodiranje je potrebno imati i koordinate odašiljača (Tx), ali one su fiksne i poznate za sve entitete. Budući da su x i y koordinate DIP-a već zapisane u **.rays** datoteci RT softvera onda je ove podatke potrebno prepisati u strukturu entity tijekom procesa enkodiranja entiteta.

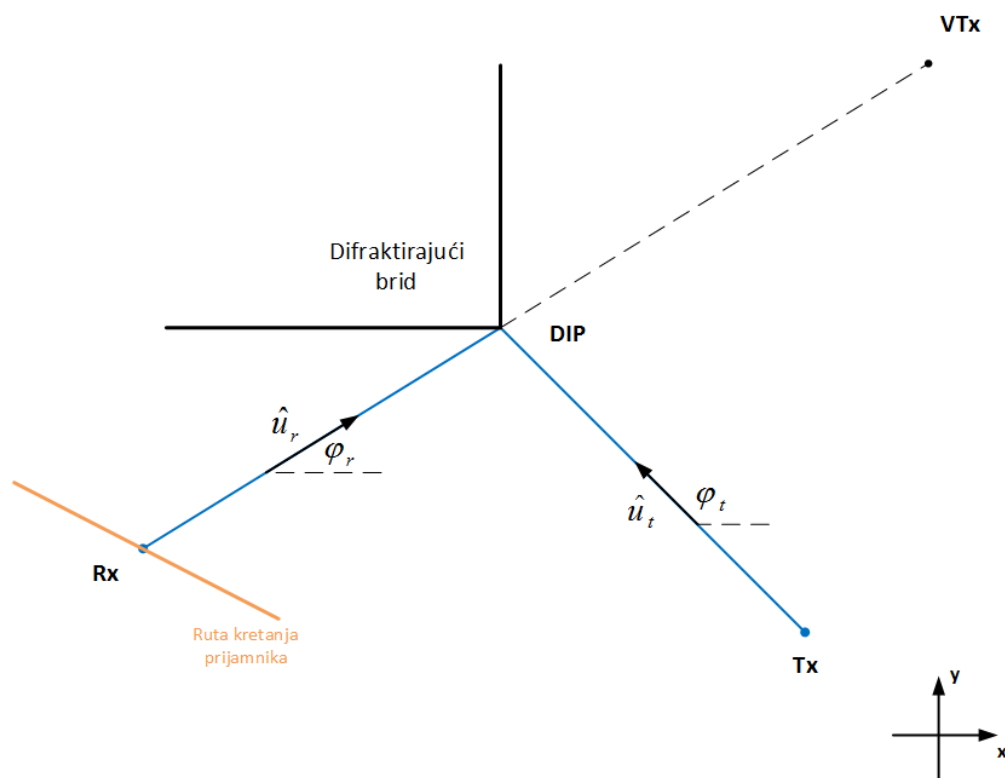
Formule i izrazi za dekodiranje

Prvo je potrebno izračunati udaljenosti a i b gdje je:

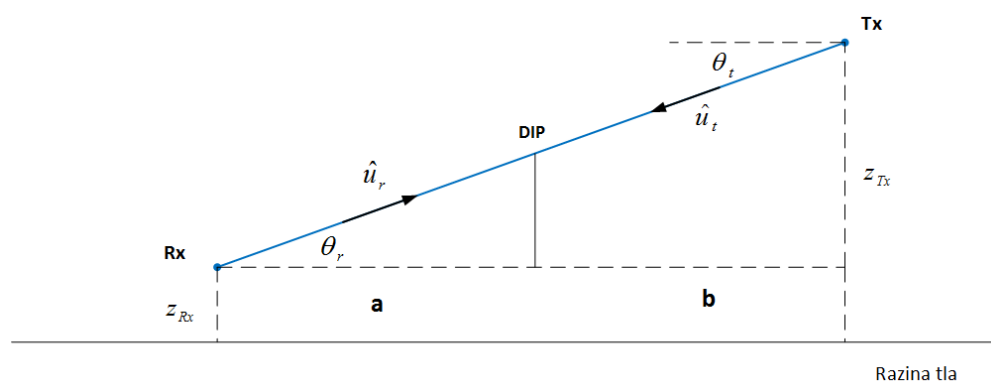
$$\sqrt{\frac{2}{\epsilon_0 \mu_0} \left(\frac{1}{c^2} - \frac{1}{v^2} \right) \left(\frac{1}{2} \left(\frac{1}{c^2} - \frac{1}{v^2} \right) \right)}$$

, a onda će se značajke pojedinih zraka unutar entiteta zraka tipa jedna difrakcija dekodirati na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.21 i 3.22):

1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijarnika se računa geometrijski iz udaljenosti r i r_0 , Tx koordinate i trenutne Rx koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijarnika
3. Dolazni azimutalni kut θ_{in} je kut kojeg projekcija vektora $\vec{r}$ zatvara na ravninu xy u odnosu na os apscisa (x -os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom: $\theta_{in} = \text{atan2}(y, x)$
4. Dolazni elevacijski kut θ_{d} je kut kojeg vektor $\vec{r}$ zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se arkus-tangens funkcijom: $\theta_{d} = \arcsin\left(\frac{z}{r}\right)$
5. Odlazni azimutalni kut θ_{out} je kut kojeg projekcija vektora $\vec{r}$ na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa i računa se kao: $\theta_{out} = \text{atan2}(y, x)$
6. Odlazni elevacijski kut θ_{e} je kut kojeg vektor $\vec{r}$ zatvara u odnosu na ravninu xy i vrijedi $\theta_{e} = \arcsin\left(\frac{z}{r}\right)$.



Slika 3.21 Tlocrtni prikaz tipa entiteta za jednu difrakciju



Slika 3.22 Bočni prikaz tipa entiteta za jednu difrakciju

3.3.5 Dvije difrakcije

Na Slikama 3.23 i 3.24 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{u}_r$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični

vektor definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.23 narančastom je bojom prikazana crta koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku.

Difrakcijom se Odašiljač (Tx) rotira oko brida difrakcije 1 u točku Virtualnog odašiljača 1 (VTx_1). Nakon toga se VTx_1 drugom difrakcijom rotira oko brida difrakcije 2 u konačni Virtualni odašiljač 2 (VTx_2). Za razliku od refleksije gdje je virtualni izvor fiksiran, kod difrakcije se ovisno o gibanju prijamnika, giba i VTx_1 i Vtx_2 te Vtx_2 opisuje kružnicu sa središtem u točki brida 2 i z-koordinatom kao kod Tx-a. Pritom se točke gdje se zrake ogibaju oko brida zovu DIP_1 i DIP_2 (engl. Diffraction Interaction Point).

Podaci koje je potrebno enkodirati

Za entitete koji se sastoje od dvije difrakcije potrebno je pohraniti x i y koordinate bridova DIP_1 i DIP_2 prikazanih na slici, a z-koordinata se pomiče ovisno o kretanje prijamnika te je nije potrebno pohranjivati. Budući da su x i y koordinate od DIP_1 i DIP_2 već zapisane u **.rays** datoteci RT softvera onda je ove podatke potrebno prepisati u strukturu entity tijekom procesa enkodiranja entiteta.

Formule i izrazi za dekodiranje

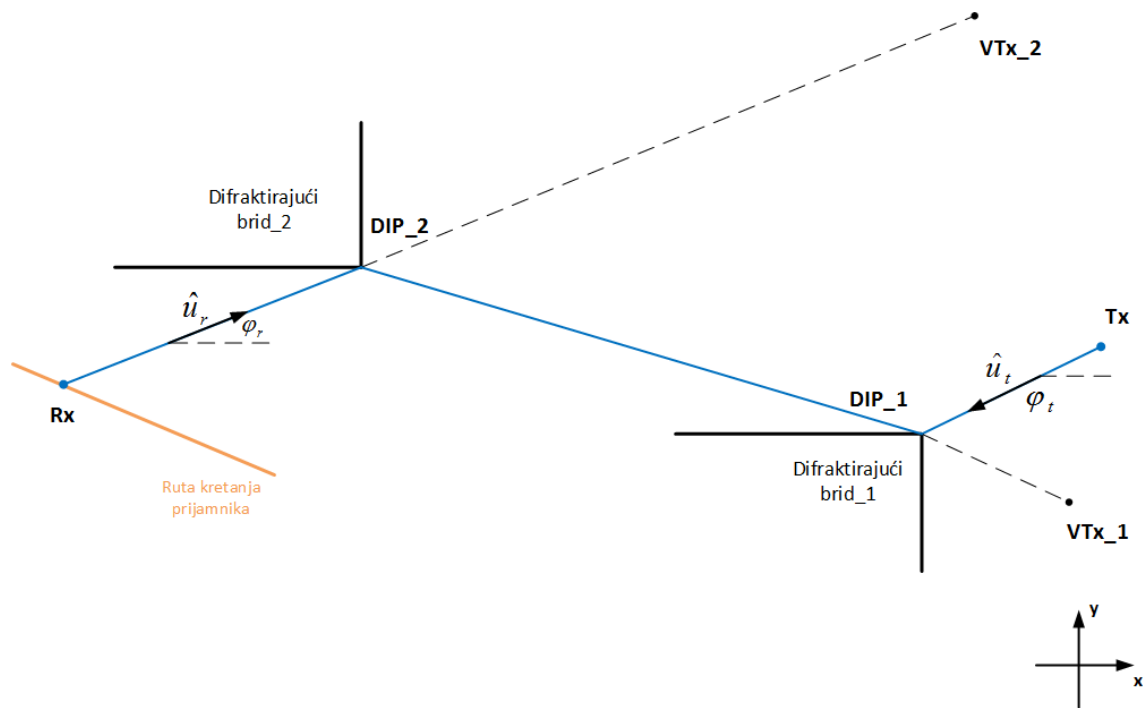
Prvo je potrebno izračunati udaljenosti a, b i c gdje je:

$$\sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \text{ i } \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2}, \text{ a onda će se}$$

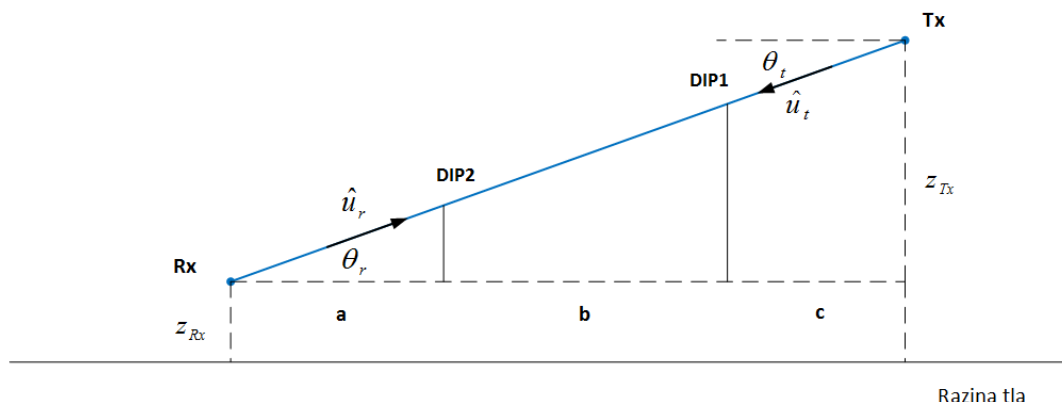
značajke pojedinih zraka unutar entiteta zraka tipa dvije difrakcije dekodirati na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.23 i 3.24):

1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijamnika se računa geometrijski iz udaljenosti a, b i c, Tx i trenutne Rx koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijamnika
3. Dolazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora zatvara na ravninu xy u odnosu na os apscisa (x-os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom: $2 \cdot \frac{\pi}{2}$

4. Dolazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se tangens funkcijom: _____
5. Odlazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa i računa se kao: $2 \frac{1}{1}$
6. Odlazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i vrijedi = .



Slika 3.23 Tlocrtni prikaz tipa entiteta za dvije difrakcije



Slika 3.24 Bočni prikaz tipa entiteta za dvije difrakcije

3.3.6 Jedna difrakcija pa jedna refleksija

Na Slikama 3.26 i 3.27 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{u}_r$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični vektor $\hat{u}_t$ definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.26 narančastom je bojom prikazana crta koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku.

Ovaj tip entiteta nije jednostavno poput entiteta kada je prva interakcija refleksija, a druga interakcija difrakcija svesti na tip entiteta jedna difrakcija. Ukoliko pokušamo preslikati Rx točku oko zida refleksije za ovaj tip entiteta se privremeno mijenja Rx ruta što u stvarnosti nije slučaj. Zato je bolje rješenje preslikati odašiljač (Tx) u VTx, kao i cijeli brid tj. DIP točku oko reflektirajućeg zida u virtualni DIP odnosno VDIP točku. Preslikavanjem se slučaj svodi na slučaj jedne difrakcije pa su uz zamjenu da se kao izvor gleda koordinata VTx, a kao difraktirajući brid VDIP svi proračuni isti kao za slučaj jedne difrakcije.

Podaci koje je potrebno enkodirati

Za entitete koji se sastoje od jedne difrakcije pa refleksije potrebno je izračunati te pohraniti koordinate virtualnog izvora VTx te x i y koordinate virtualnog brida (VDIP), a z-koordinata se pomiče ovisno o kretanje prijamnika te je nije potrebno pohranjivati.

Iz trajektorije zrake dobivene RT simulacijom potrebno je kopirati točku gdje se događa interakcija sa zidom, a točka koju želimo rotirati je Tx. Skalarnim množenjem vektora $\hat{n}$ i vektora normale zida $\hat{n}^*$ dobiva se jedinični vektor u smjeru normale zida te se ponovnim

množenjem s vektorom normale dobije duljine od točke T_x do zida. Množenjem iste udaljenosti s 2 i zbrajanjem s točkom T_x krajnji rezultat je točka VT_x koja je zrcaljena točka T_x oko zida refleksije:

$$2 * \vec{n} + T_x$$

Na isti način se točka DIP koja označava brid difrakcije zrcali oko zida refleksije u točku $VDIP$. Iz trajektorije zrake dobivene RT simulacijom potrebno je kopirati točku gdje se događa interakcija sa bridom. Skalarnim množenjem vektora $\vec{r}$ i vektora normale zida $\vec{n}$ i dijeljenjem sa duljinom dobiva se jedinični vektor u smjeru normale zida te se ponovnim množenjem s vektorom normale dobije duljine od točke DIP do zida. Množenjem iste udaljenosti s 2 i zbrajanjem s točkom DIP krajnji rezultat je točka $VDIP$ koja je zrcaljena točka DIP oko zida refleksije:

$$2 * \vec{n} + DIP$$

Formule i izrazi za dekodiranje

Prvo je potrebno izračunati udaljenosti a i b gdje je:

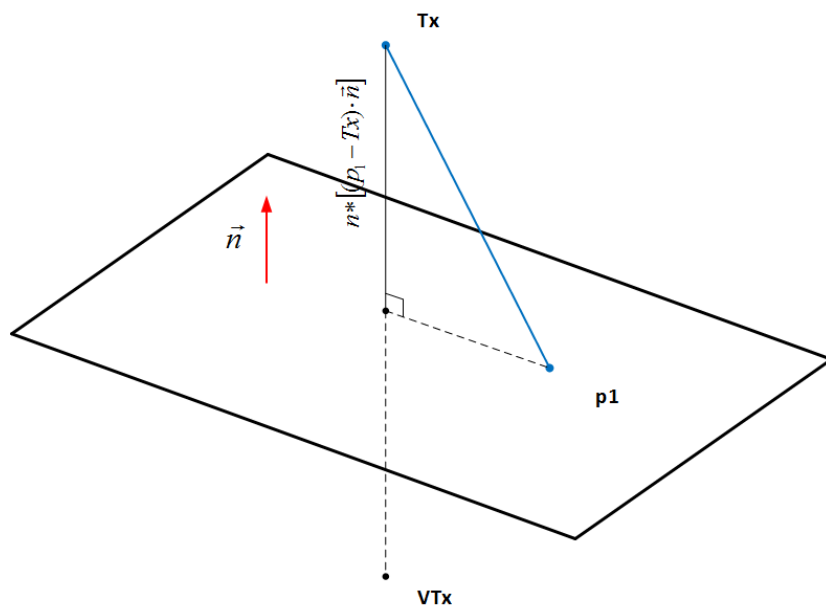
$$\sqrt{(x_{Tx} - x_{Rx})^2 + (y_{Tx} - y_{Rx})^2}$$

$\sqrt{(x_{Tx} - x_{Rx})^2 + (y_{Tx} - y_{Rx})^2}$, a onda će se značajke pojedinih zraka unutar entiteta zraka tipa jedna difrakcija dekodirati na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.26 i 3.27):

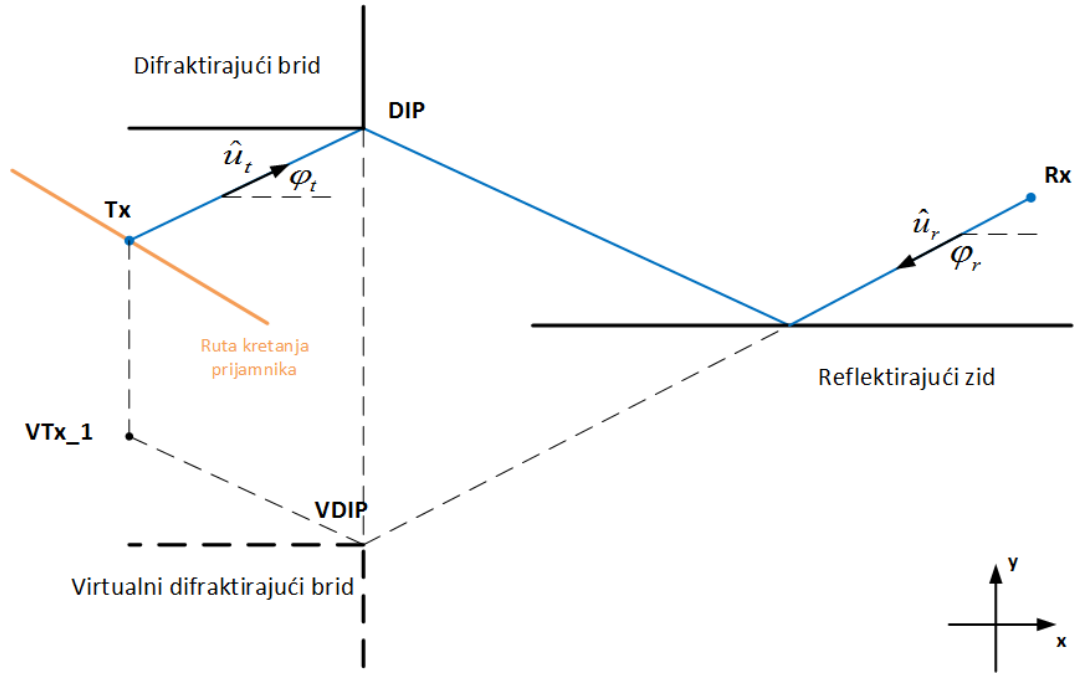
1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijamnika se računa geometrijski iz udaljenosti a i b , T_x koordinate i trenutne R_x koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijamnika
3. Dolazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora zatvara na ravninu xy u odnosu na os apscisa (x -os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom: $2 * \arctan(\frac{y}{x})$
4. Dolazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se arkus-tangens funkcijom: $\arcsin(\frac{z}{r})$
5. Odlazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa i računa se kao: $2 * \arctan(\frac{y}{x})$

6. Odlazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i vrijedi $\theta = \theta'$ za refleksiju od zida, odnosno $\theta = \theta''$ za refleksiju od tla.

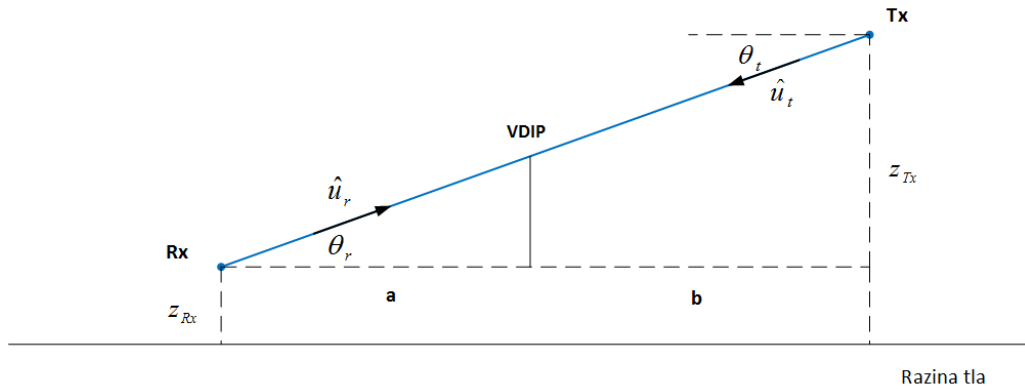
Na Slici 3.25 dan je detaljniji prikaz zrcaljenja tj. preslikavanja točke Tx oko zida refleksija uz korištenje točke p1 i vektora normale na zid $\vec{n}$. Na sličan način se preslikava i točka DIP uz korištenje točaka i te vektora normale na zid $\vec{n}$.



Slika 3.25 Prikaz zrcaljenja Tx točke oko zida refleksije korištenjem točke p1 te vektora normale



Slika 3.26 Tlocrtni prikaz tipa entiteta za jednu difrakciju pa jednu refleksiju



Slika 3.27 Bočni prikaz tipa entiteta za jednu difrakciju pa jednu refleksiju.

3.3.7 Jedna refleksija pa jedna difrakcija

Na Slikama 3.28 i 3.29 prikazano je jednostavno okruženje gdje je odašiljač označen točkom Tx, a prijamnik točkom Rx. Jedinični vektor $\hat{u}_t$ definira smjer odlaska vala s odašiljača, a jedinični vektor $\hat{u}_r$ definira smjer dolaska vala na prijamnik. Na Slici 3.28 narančastom je bojom prikazana crta koja definira kretanje prijamnika unutar entiteta zraka za direktnu zraku.

Refleksijom se Odašiljač (Tx) preslikava oko reflektirajućeg zida u točku Virtualnog odašiljača 1 (VTx_1). Nakon toga se difrakcijom VTx_1 rotira oko brida difrakcije u konačni Virtualni odašiljač 2 (VTx_2). Ovisno o gibanju prijarnika Vtx_2 se giba i opisuje kružnicu sa središtem u točki brida i z-koordinatom kao kod Tx-a. Pritom se točka gdje se zrake ogibaju oko brida zovu DIP (engl. Diffraction Interaction Point). Preslikavanjem se slučaj svodi na slučaj jedne difrakcije pa su uz zamjenu da se kao izvor gleda koordinata VTx_1 svi proračuni isti kao za slučaj jedne difrakcije.

Podaci koje je potrebno enkodirati

Za entitete koji se sastoje od jedne refleksija pa difrakcije potrebno je pohraniti koordinate virtualnog izvora VTx_1, normalu zida n te x i y koordinate od DIP, a z-koordinata se pomiče ovisno o kretanje prijarnika te je nije potrebno pohranjivati. Budući da su VTx_1, koordinate normale zida n te x i y koordinate od DIP već zapisane u **.rays** datoteci RT softvera onda je ove podatke potrebno prepisati u strukturu entity tijekom procesa enkodiranja entiteta.

Formule i izrazi za dekodiranje

Prvo je potrebno izračunati udaljenosti a i b gdje je:

$$\sqrt{\frac{(x_{Tx} - x_{DIP})^2 + (y_{Tx} - y_{DIP})^2}{2}}, \text{ a onda će se značajke pojedinih zraka unutar entiteta zraka tipa}$$

jedna refleksija pa jedna difrakcija dekodirati na sljedeći način (Prikazi s izrazima se vide na Slikama 3.28 i 3.29):

1. Udaljenost/kašnjenje zrake od faznog centra odašiljača do prijarnika se računa geometrijski iz udaljenosti a i b, Tx koordinate i trenutne Rx koordinate:
2. Električno polje se računa iz interpolacijskih koeficijenata za trenutne x i y koordinate točke prijarnika
3. Dolazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora zatvara na ravninu xy u odnosu na os apscisa (x-os) i računa se zbog predznaka s atan2 funkcijom:

4. Dolazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i računa se arkus-tangens funkcijom: _____
5. Odlazni azimutalni kut je kut kojeg projekcija vektora na ravninu xy zatvara u odnosu na os apscisa i računa se kao: $2 -$. Jedinični vektor se računa tako da vektor rastavimo na komponentu u smjeru vektora $\hat{r}$ i komponentu ortogonalnu na $\hat{r}$. Vektor se prethodno izračuna kao , , pa se vektor finalno dobije kao
6. Odlazni elevacijski kut je kut kojeg vektor zatvara u odnosu na ravninu xy i vrijedi $=$ za refleksiju od zida, odnosno $=$ za refleksiju od tla.

3.4. Prijenosna matrica RT SISO kanala

3.4.1 Uvod

Algoritam za praćenje zraka (RT) podloga je ovog rada odnosno determinističkog modela baziranog na entitetima zraka. RT algoritam s jedne definirane točke koja predstavlja odašiljač simulira te zatim otkriva sve zrake koje izravno, ili nakon određenog broja refleksija, difrakcije i/ili raspršenja dođu do prijamnika. Ove RT simulacije su u biti SISO tj. pretpostavlja se da na mjestima odašiljača i prijamnika postoji samo jedno sučelje/antena.

3.4.2 Formulacija polja dobivenog simulacijom slijeđenje zrake

Kako bi na odašiljaču i prijamniku mogli primijeniti antene proizvoljnog dijagrama zračenja i polarizacijskih svojstava, kanal koji analiziramo s RT mora biti pobuđen s dvije međusobno ortogonalne polarizacije. Iako se to formalno može izvesti na više načina, u našem slučaju ćemo pretpostaviti da simuliramo dva različita RT procesa. Jedna RT simulacija koristi theta polarizirani ("vertikalno") izotropni radijator kao odašiljačku antenu, a druga RT simulacija koristi phi polarizirani ("horizontalno") izotropni radijator. U svrhu smanjenja računalnih zahtjeva neki procesi RT simulacija poput primjerice stabla vidljivosti, mogu se ponovno upotrijebiti.

Zbog linearnosti medija (zraka), proizvoljna antena na odašiljaču se može prikazati kao kutno i kompleksno ponderirana superpozicija dvije početne RT uzbude s ortogonalnim polarizacijama. Ukoliko je ukupna odašlana snaga P_{total} i ako je ukupna prosječna kutna gustoća snage $P_{\text{total}}/4$ onda se dvije RT uzbude definiraju kao:

$\frac{35}{17}$ Odašiljač 1 (Tx1): omnidirekcijski, snaga $P_{\text{total}}/4$, linearno θ -polariziran

$\frac{35}{17}$ Odašiljač 2 (Tx2): omnidirekcijski, snaga $P_{\text{total}}/4$, linearno ϕ -polariziran

gdje je θ polarni kut, a ϕ azimutalni kut kuglastog koordinatnog sustava.

Električno polje $\mathbf{E}$ u dalekom polju antene, ali prije prve interakcije (tj. na čitavoj ruti od odašiljača do prijamnika za direktnu vidljivost) za takvu uzбудu može se za Odašiljač 1 napisati kao [52]:

$$, , \frac{1}{\sqrt{2}} e \quad (3.1)$$

te slično za Odašiljač 2:

$$, , \frac{1}{\sqrt{2}} e \quad (3.2)$$

Pri tome $\frac{1}{\sqrt{2}}$ označava impedanciju slobodnog prostora, a centar kuglastog koordinatnog sustava se nalazi kod odašiljača. **Bitno je napomenuti** da navedene formule (3.1) i (3.2) daju efektivnu vrijednost polja, a maksimalna vrijednost polja veća je za $\sqrt{2}$. RT tool koristi maksimalne vrijednosti polja.

3.4.3 Antene kod odašiljača

Dijagram zračenja antene (engl. Radiation Pattern Envelope – RPE) treba biti zadan u sfernim koordinatama u dvije ortogonalne polarizacije gdje ovi ortogonalni polarizacijski parovi moraju biti na istoj vektorskoj poziciji kao uzbude Tx1 i Tx2. U praksi se može dogoditi da je kompleksni dijagram zračenja s dvije ortogonalne polarizacije poznat u sfernom koordinatnom sustavu, ali da ga treba rotirati kako bi se uskladio/poravnao s RT sfernim koordinatnim sustavom. Kako bi ovo bilo moguće razvijen je algoritam za proizvoljnu 3D rotaciju dijagrama zračenja svakog pojedinog antenskog elementa, te je detaljno s primjerima opisana u završnom potpoglavlju 5.3

Kako bismo osim amplitude uključili i fazu dijagrama zračenja antene, uvodimo kompleksne komponente dijagrama zračenja Električnog (E) polja E_x i E_y , tako da vrijedi [52]:

$$E_x = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta} \cos \phi - E_{\phi} \sin \phi) \quad (3.3)$$

$$E_y = \frac{1}{\sqrt{2}} (E_{\theta} \sin \phi + E_{\phi} \cos \phi) \quad (3.4)$$

gdje su E_{θ} i E_{ϕ} -polarizirana i -polarizirana ortogonalna komponenta polarizacije (ne-logaritamskog) dijagrama zračenja dobitka antene.

Kako bi izračena snaga imala i dalje vrijednost 1, dijagram zračenja dobitka antenskog elementa potrebno je zajednički normalizirati za obje ortogonalne polarizacije:

$$\iint \sin^2 \theta \, d\Omega = 1. \quad (3.5)$$

Ova normalizacija izvršit će se za odašiljačku antenu kao i za prijamnu antenu, s odgovarajućim indeksima i i j .

S proizvoljnom antenom na odašiljaču i ukupnom izračenom snagom P_{iz} , električno polje E_{iz} u dalekom polju antene, ali prije prve interakcije (tj. na čitavoj ruti od odašiljača do prijamnika za direktnu vidljivost) postaje [52]:

$$E_{\text{iz}} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sqrt{\frac{P_{\text{iz}}}{r^2}} \begin{pmatrix} \cos\theta \cos\phi \\ \sin\theta \cos\phi \\ \sin\theta \sin\phi \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

gdje $\cos\theta$ i $\cos\phi$ predstavljaju dijagrame zračenja θ -polarizirane i ϕ -polarizirane ortogonalne komponente odašiljačke antene.

3.4.4 Rasprostiranje kroz medij u kanalu: polje, snaga, kašnjenje i faza na prijamniku

Uz dvije inicijalne ortogonalno polarizirane RT pobude Tx1 i Tx2 na odašiljaču, na prijamniku dobivamo dva različita električna polja E_1 i E_2 . Ova dva signala imaju jednako kašnjenje zbog identične rute, ali na prijamniku se njihova snaga i faza razlikuju zbog razlike u uvjetima rasprostiranja. Električno polje ili gustoća snage na prijamniku za svaki od ova dva signala treba biti predstavljen s obje ortogonalne polarizacijske komponente (θ -polarizirana i ϕ -polarizirana komponenta) budući da efekti rasprostiranja refleksije, difrakcije ili raspršenja utječu na rotaciju pa električno polje svakog inicijalno isključivo θ ili ϕ polariziranog signala, na prijamniku može imati miješane polarizacije. Prvo iskazujemo električna polja E_1 i E_2 kao zbroj svih zraka za Tx1 i Tx2 uzbuđu:

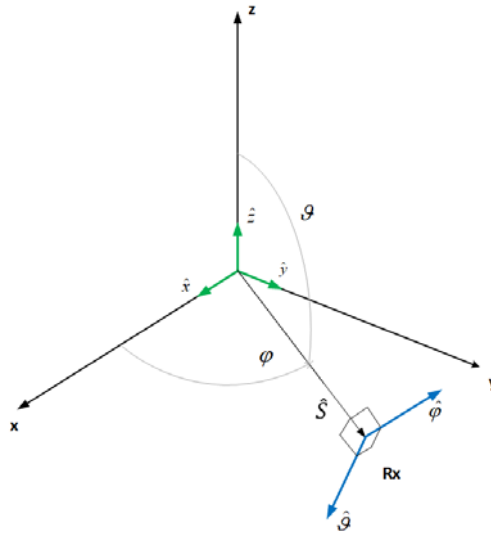
$$E = \sum_l E_l, \quad S = \sum_l S_l \quad (3.7)$$

gdje E_l i S_l predstavljaju doprinos električnog polja l -te zrake na prijamniku zbog pobuda Tx1 odnosno Tx2. Dodatno vrijedi:

$$\frac{\sqrt{4}}{4} e \quad 3.8$$

$$\frac{\sqrt{4}}{4} e \quad 3.9$$

gdje su α , β , i γ dodatni faktori (dodatni na gubitak slobodnog prostora) kompleksnog prigušenja rasprostiranja i faktori polarizacijskog sprežanja koji proizlaze iz RT simulacija. Faza odgovara pomaku faze zbog interakcija s materijalima koji raspršuju zrake, npr. fazni pomak od 180° zbog refleksije. r predstavlja dužinu puta i umjesto u eksponentu može biti uključen u α , ali se uobičajeno stavlja u eksponent zbog fizičke konzistentnosti s Friisovom prijenosnom jednažbom [7]. Odabrani jedinični vektori $\hat{x}$ i $\hat{y}$ su povezani s kutom dolaska (AoA) ili preciznije vektorom dolaska (DoA – Direction of Arrival) koji je definira kako se vidi na Slici 3.30:



Slika 3.30. Prikaz kuta dolaska zrake na Rx i pripadajućih jediničnih vektora $\hat{x}$ i $\hat{y}$

Kada se uzme u obzir kompleksni dijagram zračenja odašiljačke antene onda se prijamno polje može napisati kao [52]:

$$\sum_{l=1}^L \mathbf{a}_l \mathbf{a}_l^H, \quad (3.10)$$

gdje $\mathbf{a}_l$ predstavlja prostorni odlazni smjer (DoD) l-te zrake.

Zbog pojednostavljenog prikaza, vektore (poput vektora $\mathbf{a}_l$) bilježimo kao vektorske matrice u sfernim koordinatama:

$$\mathbf{a}_l = [\cos \theta_l \cos \phi_l, \cos \theta_l \sin \phi_l, \sin \theta_l]^T \quad (3.11)$$

možemo pisati [52]:

$$\mathbf{a}_l = \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m \quad \mathbf{a}_l^H = \sum_{m=1}^M \mathbf{e}_m^H \quad (3.12)$$

gdje faktor gubitaka rasprostiranja J predstavlja Jonesovu matricu [53] za l-tu zraku:

$$\mathbf{J}_l = \mathbf{J}_l^H \mathbf{J}_l \quad (3.13)$$

a faktor $\mathbf{e}$ predstavlja polje dijagrama zračenja u obje polarizacije odašiljačke antene za odašiljanje u smjeru l-tog puta (DoD l-tog puta):

$$\mathbf{e} = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_2]^T \quad (3.14)$$

Na ovaj način se dobiva direktna veza između ulaznog signala $\mathbf{s}$, svojstava odašiljača antene i utjecaja rasprostiranja koji se dobiva pomoću RT simulacija izražen preko $\mathbf{a}_l$.

Za konačan rezultat u obliku prijenosne funkcije tj. prijenosne matrice, kao ulazni signal možemo smatrati struju ili napon koji je sa ulaznom snagom povezan formulom:

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z} \mathbf{I} \quad (3.15)$$

Gdje je $\mathbf{Z}$ impedancija odašiljačkog sustava.

3.4.5 Prijamna antena, prijamni signal i prijenosna funkcija

Primljeni kompleksni signal izražen kroz korijen primljene snage i odgovarajuća faza prijamnih signala su superpozicija tj. koherentno zbrajanje svih višestaznih komponenti. Iz dobro poznate formule za prijamnu snagu:

$$P_{\text{pri}} = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L |r_l|^2 \quad (3.16)$$

izveden je doprinos snage l-tog puta [52]:

$$P_{\text{pri},l} = \frac{1}{2} |r_l|^2 \quad (3.17)$$

gdje je

$$r_l = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{m=1}^M \mathbf{a}_m^H \mathbf{r}_l \quad (3.18)$$

transponirani dijagram zračenja kompleksnog polja prijamne antene u obliku vektorske matrice, pod kutom dolaska (DoA) za l-ti put. **Bitno je napomenuti** da navedena formula (3.17) daje efektivnu vrijednost polja, a maksimalna vrijednost polja veća je za $\sqrt{2}$. RT tool koristi maksimalne vrijednosti polja.

Ukupni primljeni signal je [52]:

$$\mathbf{r} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_l \mathbf{r}_l \quad (3.19)$$

i daje prijenosnu funkciju za pojedini RT simulirani slučaj rasprostiranja [52]:

$$H = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{l=1}^L \mathbf{a}_l \mathbf{a}_l^H \quad (3.20)$$

4 PODRUČJE VIDLJIVOSTI ENTITETA I METODE ENKODIRANJA I DEKODIRANJA

4.1. Algoritam za određivanje i pohranu područja vidljivosti entiteta zraka te metoda detekcije svih prisutnih entiteta

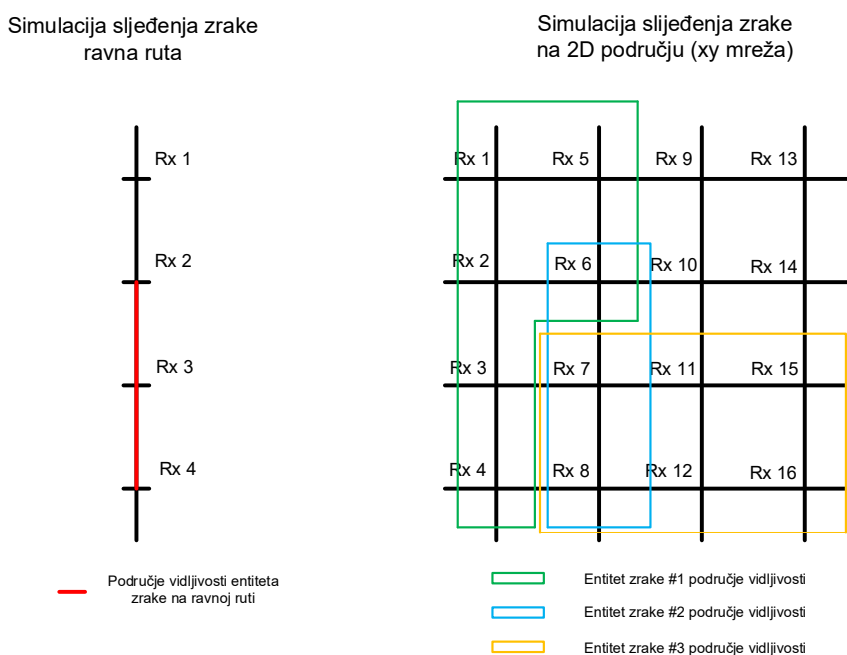
U prethodnom poglavlju 3. opisan je entitet zraka, a dan je i kratak pregled arhitekture modela kanala u svrhu koje su razloženi tipovi entiteta te je definirana i prijenosna funkcija kanala. S tim u skladu u ovom poglavlju sadržani su sljedeći ključni koncepti ove disertacije:

- ³⁵₁₇ Metoda enkodiranja podataka o zrakama u podatke o entitetima zraka, za zrake s jednostrukim i višestrukim interakcijama difrakcije i refleksije koja je opisana u poglavlju 3.3.
- ³⁵₁₇ Algoritam za određivanje i pohranu područja vidljivosti entiteta zraka te metoda detekcije svih prisutnih entiteta u proizvoljnoj točki na ruti mobilne stanice koji je opisan u poglavlju 3.4.
- ³⁵₁₇ Metoda dekodiranja entiteta zraka u zrake i dobivanja impulsnog odziva radijskog kanala za proizvoljnu rutu mobilne stanice u analiziranom okruženju koja je opisana u poglavlju 3.5.

4.1.1 Područje vidljivosti entiteta zraka

Područje vidljivosti, u stohastičkim referentnim modelima kanala i COST modelima, definira se kao područje u kojem je neki klaster zraka aktivan. Po sličnom konceptu, područje vidljivosti entiteta zraka je područje gdje je neki entitet zraka aktivan. U ranijem radu [49] entiteti zraka su temeljeni na RT simulacijama na nizu ravnih ruta ili ruta u oblika slova L. Međutim, kako bi se enkodiralo željeno područje pokrivanja te postigla mogućnost kontinuirane i prostorno konzistentne simulacije prijamnika na željenoj trasi unutar područja sa svim bitnim parametrima zrake (električno polje, snaga, odlazni i dolazni kut, kašnjenje, polarizacija i MIMO) bilo je nužno proširiti RT simulacije na 2D područje u vidu xy mreže simuliranih točaka.

Budući da je jedna od ključnih prednosti koncepta entiteta zraka kontinuiranost, odnosno mogućnost dobivanja impulsnog odziva kanala u bilo kojoj točki u nekom okruženju, postavlja se pitanje je li radijsko okruženje uzorkovano s dovoljnom rezolucijom tj. dovoljnim brojem prijemnih (Rx) točaka. Ponovljena RT simulacija s većom rezolucijom daje rezultat dolazi li do generiranja novih entiteta te je potrebno simulaciju ponavljati sve dok daljnje povećanje rezolucije ne generira nove entitete što znači da je područje uzorkovano s dostatnom preciznošću te daljnje povećanje broja Rx točaka nije potrebno.



Slika 4.1 RT simulacija i prikaz područja vidljivosti entiteta zraka za ravnu rutu i 2D područje [51]

Na Slici 4.1 prikazana je ravna 1D ruta s prijamnicima od Rx1 do Rx4. Pritom je područje vidljivosti entiteta zraka označeno crvenom bojom i obuhvaća prijamnike Rx2, Rx3 i Rx4, a ne obuhvaća prijamnike Rx1 i ostale prijamnike. Na istoj slici prikazano je i 2D područje sa simuliranim prijamnicima od Rx1 do Rx16 pri čemu su vidljiva područja vidljivosti 3 entiteta označeni zelenom, plavom i narančastom bojom.

Kada područje vidljivosti entiteta proširimo s rute u 2D područje, značajno se kompliciraju proces pohrane područja vidljivosti i proces dekodiranja jer je područje vidljivosti pojedinog entiteta zraka nepravilan poligon unutar ciljanog područja pokrivanja odašiljača. Za ispravnu pohranu područja vidljivosti entiteta zraka potrebno je razviti algoritam koji bi svako područje

vidljivosti u obliku poligona izračunao te zapisao granice poligona. Proces dekodiranja entiteta u zrake značajno povećava računalnu kompleksnost budući da se za svaku zraku koju želimo dekodirati prvo mora provjeriti kojim entitetima pripada ta zraka. Kako je ovaj proces potrebno ponoviti za svaku zraku jednako broju entiteta takav proces značajno povećava računalu kompleksnost i dovodi prednosti koncepta pohrane zraka kao entitete zraka u pitanje.

U svrhu rješavanja ovog problema, tijekom istraživanja identificirano je nekoliko alternativnih načina pohrane područja vidljivosti entiteta:

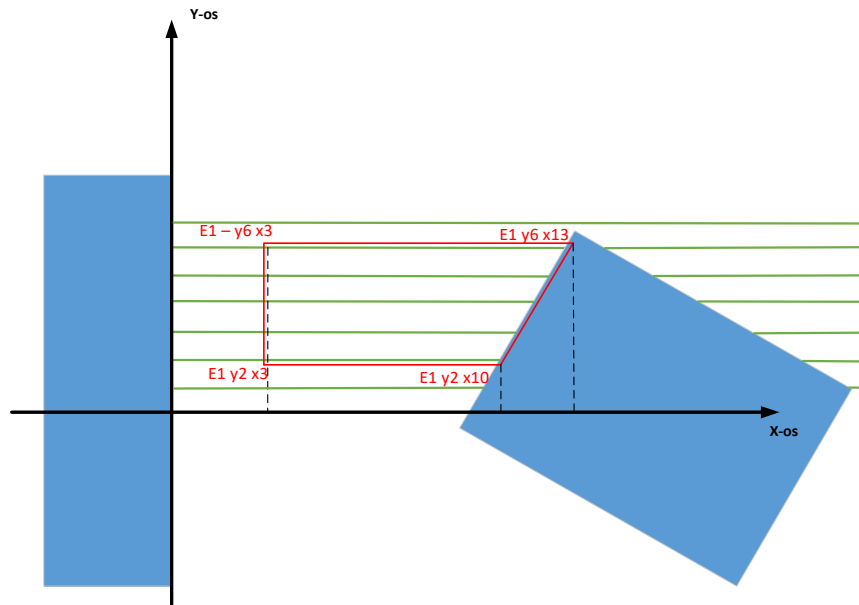
1. Pohrana entiteta kao niza ruta
2. Pohrana entiteta kao niza ruta te grupiranje niza ruta koje efektivno pripadaju istom 2D entitetu zraka
3. Pohrana entiteta po pojedinim prijamnicima i koordinatama prijarnika

4.1.2 Načini pohrane područja vidljivosti entiteta

Područje vidljivosti entiteta zraka moguće je pohraniti na više načina, a jedan od načina je u vidu niza točaka koje omeđuju poligon kako je prikazano na Slici 4.1. Mana ovakvog načina pohrane je računalno složeno određivanja granica područja vidljivosti te računalno složeni PIP (engl. Point In Polygon) algoritam koji zahtjeva da se prije dekodiranja zraka izvrši provjera nalazi li se točka unutar poligona. Ovu proceduru je potrebno izvršiti puta:

4.1

Kao rješenje ovog problema tijekom istraživanja razmotreno je pojednostavljenje pohrane područja vidljivosti na način da se područje pohrani kao niz 1D ruta. Ove rute tj. 1D područja vidljivosti entiteta su definirane y koordinatom koja je fiksna te početnom i konačnom x-koordinatom. Izgled ovako pohranjenih područja vidljivosti entiteta prikazan je na Slici 4.2 koja prikazuje područje s dvije zgrade označene plavom bojom te zelene crte koje označavaju područje izvršenja RT simulacija. Segment RT simuliranog područja obuhvaćen je crvenim kvadratom te označava područje vidljivosti 2D entiteta zraka koje se sastoji od 5 ruta gdje prvi entitet zraka ima oznaku **E1 – y6 – x3:x13**, a posljednji entitet ima oznaku **E1-y2-x3:x10**.



Slika 4.2 Prikaz područja vidljivosti entiteta kao niza jednodimenzijskih ruta

Pojednostavljenjem zapisa područja vidljivosti entiteta kao 1D ruta prikazanim na Slici 4.2 omogućuje se brže pretraživanje po bazi područja vidljivosti entiteta zraka koje se radi u dva koraka za točku koja se dekodira. Prvi korak je usporedba y-koordinate točke za zraku koja se dekodira te učitavanje iz baze svih entiteta koji imaju istu y-koordinatu. Za sve pronađene entitete koji zadovoljavaju prvi korak, drugi korak je provjeriti nalazi li se točka između početne i konačne x-koordinate entiteta. Za entitete koji zadovoljavaju oba uvjeta radi se dekodiranje iz entiteta u zrake. Kako bi dobili prednost navedenog pojednostavljenja, a svejedno imali vidljivost kako stvarni 2D entiteti zapravo izgledaju, moguće je grupirati 1D entitete u konačno 2D područje vidljivosti koje odgovara stvarnom području vidljivosti entiteta zraka.

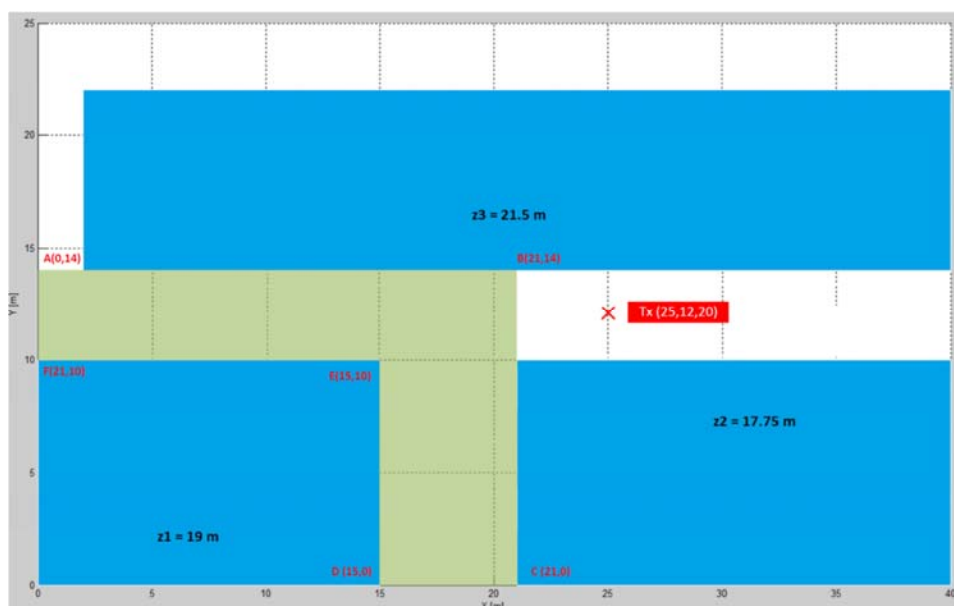
Mana pojednostavljenja područja vidljivosti je što za svaku rutu/1D entitet pojedinačno aproksimiramo jakost električnog polja pa prilikom dekodiranja prijamnik (Rx) proizvoljnim 2D kretanjem presijeca 1D rute te ima skokove u vrijednosti polja koji su proizvod isključivo pojednostavljenja zapisa područja vidljivosti. Za pohranu područja vidljivosti ulica koje su kose u odnosu na x-os, RT simulacije koje slijede geometriju ulice će trebati velik broj 1D entiteta što povećava zahtjeve na pohranu i smanjuje prednosti koncepta entiteta zraka u odnosu na pohranu pojedinačnih zraka sa svim parametrima. Prednost 2D zapisa područja vidljivosti je interpolacija

električnog polja jer se pohranjuju koeficijenti jedne interpolacijske funkcije, za razliku od većeg broja koeficijenata interpolacijskih funkcija 1D entiteta.

Iz navedenih razloga nameće se zaključak da vektorska pohrana područja vidljivosti entiteta kao poligona, ali ni kao skupa 1D (linijskih) entiteta iako efektivna nije dovoljno efikasna. Zbog toga je izabrana treća metoda gdje se entiteti pohranjuju rasterski i dodjeljuju svakom simuliranom prijamniku, odnosno za svaki prijamnik se zapisuje koji mu entiteti pripadaju. Time se zapravo generira matrica vidljivosti koja se koristi kod dekodiranja. U ostatku poglavlja 4.1. bit će prikazana procedura pohrane, statistike kao i izgled matrice vidljivosti entiteta zraka.

4.1.3 Algoritamski dijagram toka i prikaz matrice vidljivosti na testnom okruženju

Testno okruženje na kojem su izvršene RT simulacije te na kojem će biti prikazane statistike i matrica vidljivosti više tipova entiteta je područja dimenzija 40 x 25m okruženo sa tri zgrade kako je vidljivo na Slici 4.3:



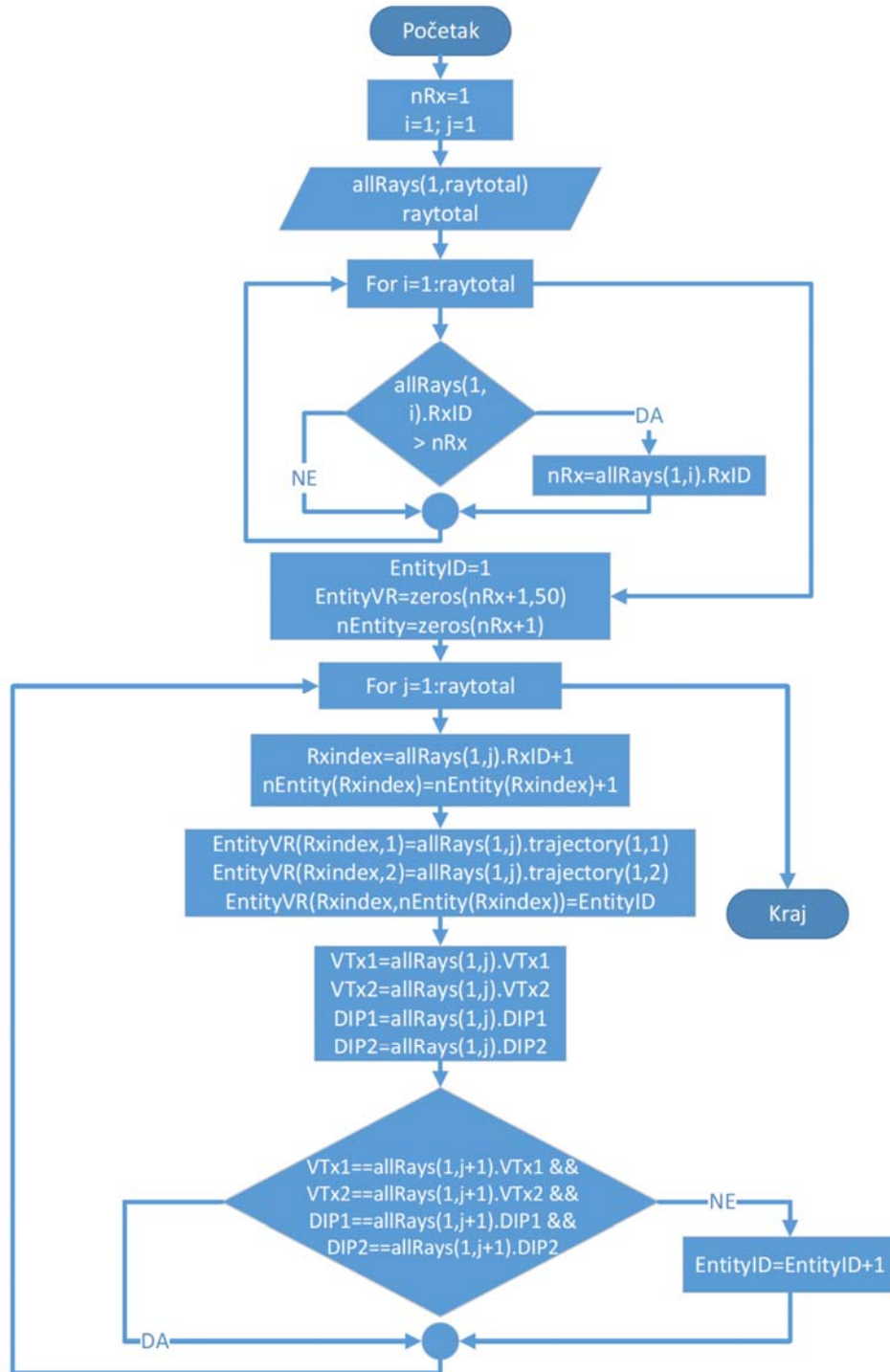
Slika 4.3 Prikaz testnog okruženja s 3 zgrade visine 19m, 17.75m i 21.5m i dimenzija 40 x 25 m

RT simulacija je izvršena na području L oblika omeđenom točkama A, B, C, D, E i F, prikazanom svijetlo zelenom bojom koje se sastoji od jedne površine dimenzija 22 x 5 m i druge

površine dimenzija 7 x 11 m. Rezolucija simulacije je 1m pa je zato ukupan broj uzorkovanih točaka na L području 180. Odašiljač se nalazi na x,y,z koordinatama (25, 12, 20). Na slici se vide tri zgrade koje su označene plavom bojom te njihove visine s oznakama z1, z2 i z3.

RT simulacijom s do dvije interakcije i s tipovima interakcije izravna zraka, refleksija i difrakcija dobiveno je ukupno 5.588 zraka, a nakon izvršenog enkodiranja dobiveno je 59 entiteta čime je značajno smanjen broj elemenata koje treba pohraniti uz dodatnu korist da se iz diskretnih podataka dobije kontinuirani opis područja i finalno kanalni odziv za proizvoljnu rezolucija točaka na željenoj ruti. Sve simulacije su izrađene korištenjem programskog jezika Matlab.

Na Slici 4.4 prikazan je dijagram toka koji prikazuje kako se radi detekcija matrice vidljivosti entiteta, tj. kako je pojedinom prijammniku dodijeljen skup entiteta zraka. Prvi korak je učitavanje strukture *allRays(1,raytotal)* koja sadrži sve podatke o svim RT simuliranim zrakama te varijable *raytotal* koja sadrži informaciju o broju zraka. Struktura *allRays(1,raytotal)* se dobiva nakon što se **.rays** datoteka koja sadrži sve zrake iz RT alata prepíše u strukturu pogodnu za čitanje programskim jezikom Matlab. Slijedi petlja s indeksom *i* koja prolazi kroz sve zrake kako bi se očitala vrijednost *nRx* kojom dobijemo ukupan broj simuliranih Rx točaka. Za testnu simulaciju detektirano je 5.588 zraka i 180 Rx točaka.



Slika 4.4 Prikaz dijagrama toka koji opisuje proces dobivanja matrice vidljivosti entiteta zraka iz zapisa o zrakama

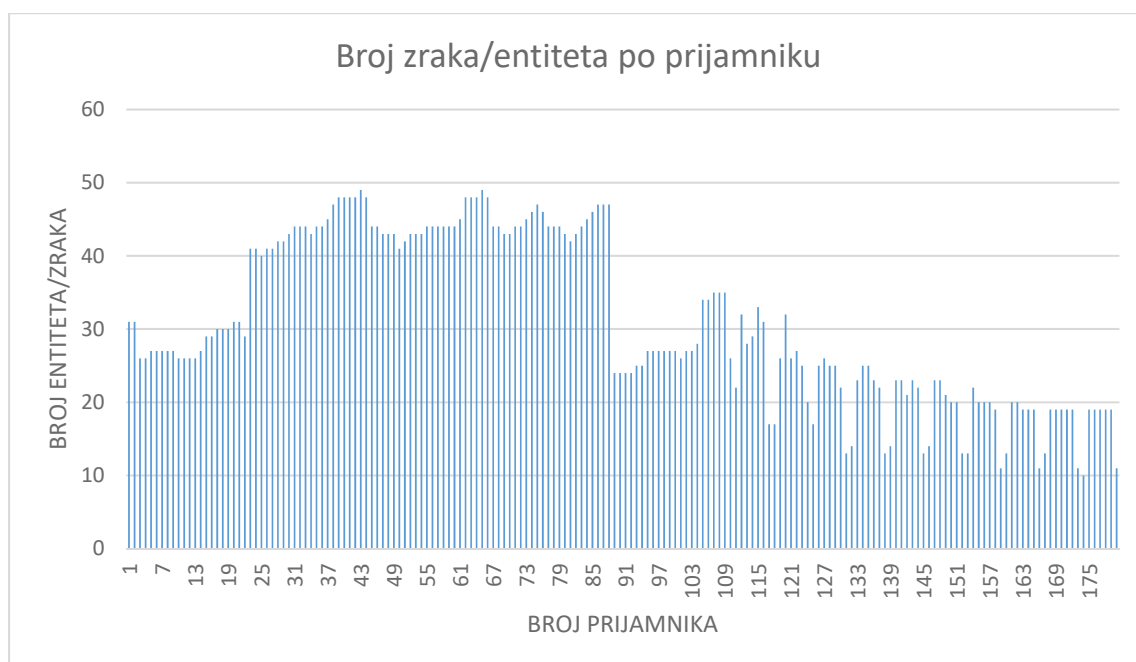
U dijagramu slijedi petlja s indeksom j koja prolazi kroz sve zrake od 1 do $raytotal$. Unutar petlje prvo definiramo varijablu $Rxindex$ koja označava na kojem prijammiku unutar petlje se trenutno nalazimo, a nakon toga definiramo jednodimenzionalno polje $nEntity(Rxindex)$ koje se za svaku iteraciju petlje povećava za jedan. Ovo polje služi da za svaki prijammik (Rx točku) indeksira koliko je entiteta pohranjeno u točki tj. da se broj Entiteta upiše na odgovarajuće mjesto.

Nakon toga slijedi blok s tri naredbe koje služe kako bi se zapisalo dvodimenzionalno polje (matrica) $EntityVR$ koje za redak definiran varijablom $Rxindex$ i prvi stupac zapisuje x-koordinate prijammika, a za redak definiran varijablom $Rxindex$ i drugi stupac zapisuje y-koordinate prijammika čime su prva dva stupca rezervirana za koordinate prijammika. Nakon toga treća naredba na poziciju ($Rxindex, nEntity(Rxindex)$) upisuje aktualni ID entiteta.

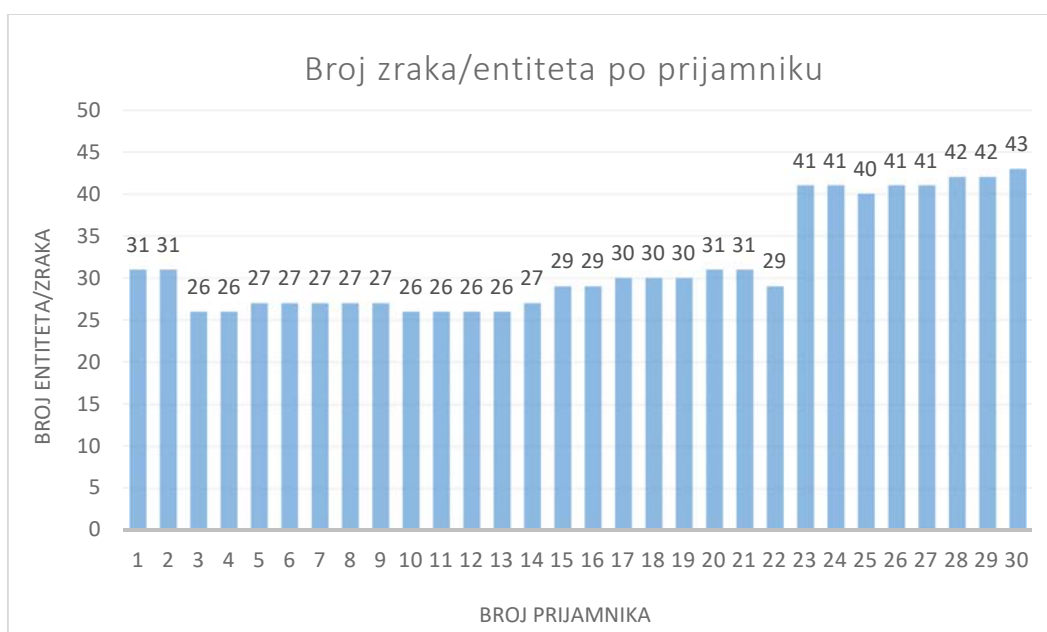
Unutar petlje slijedi blok gdje se u varijable $VTx1$ i $VTx2$ zapisuju aktualne koordinate virtualnog izvora za jednu ili dvije refleksije te varijable $DIP1$ i $DIP2$ u koje se upisuju aktualne koordinate ruba na kojem se val ogiba i na kojem se događa difrakcija. Nakon definiranja varijabli slijedi provjera te ukoliko se za $j+1$ korak bilo koja od ovih varijabli mijenja to znači da smo došli do kraja aktualnog entiteta, prelazimo u novi entitet pa se vrijednost varijable $EntityID$ povećava za 1. Jednako tako ukoliko su za sljedeću zraku unutar strukture $allRays$ vrijednosti $VTx1$, $VTx2$, $DIP1$ i $DIP2$ nepromijenjene i dalje smo unutar istog entiteta te se izvršava sljedeća iteracija petlje indeksirane varijablom j .

Nakon što petlja indeksirana varijablom j dođe do vrijednosti $raytotal$ sve zrake su obrađene. Za svaki prijammik u prva dva stupca matrice $EntityVR$ zapisane su x i y koordinate prijammika, a za sve ostale stupce retka koji označava prijammik upisani su ID-evi ($EntityID$) svih pripadajućih entiteta od manjeg prema većem ID-u.

Slike 4.5 prikazuje broj entiteta (ujedno i zraka) za svih 180 prijammika, a Slika 4.6 zbog zornijeg prikaza prikazuje broj entiteta za prvih 30 prijammika.



Slika 4.5 Prikaz broja entiteta i zraka po pojedinom prijarniku



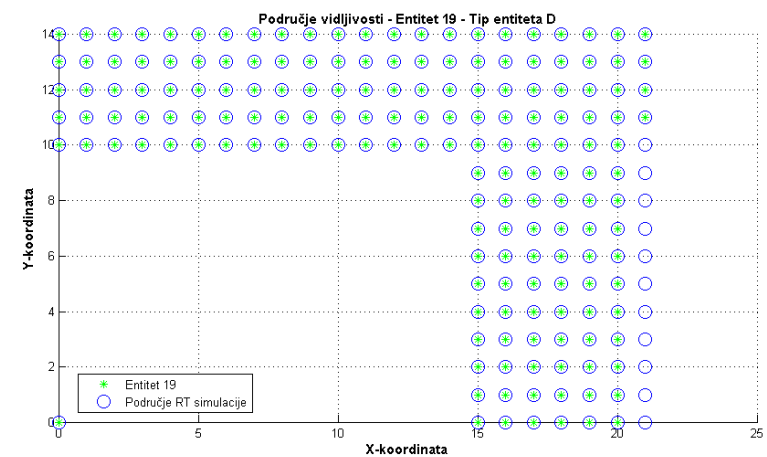
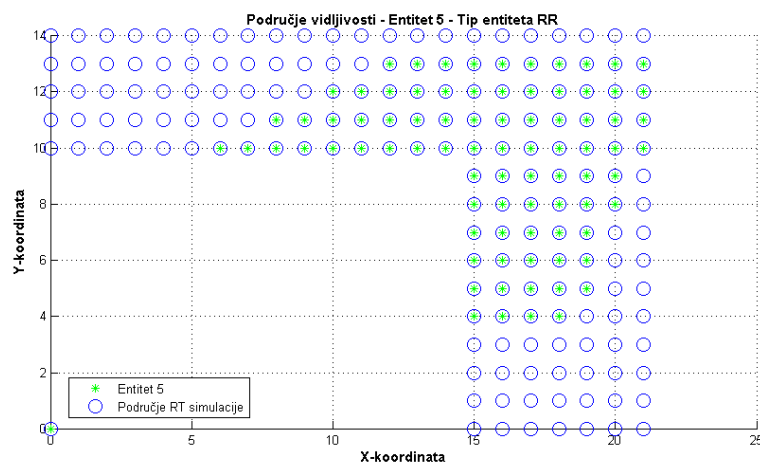
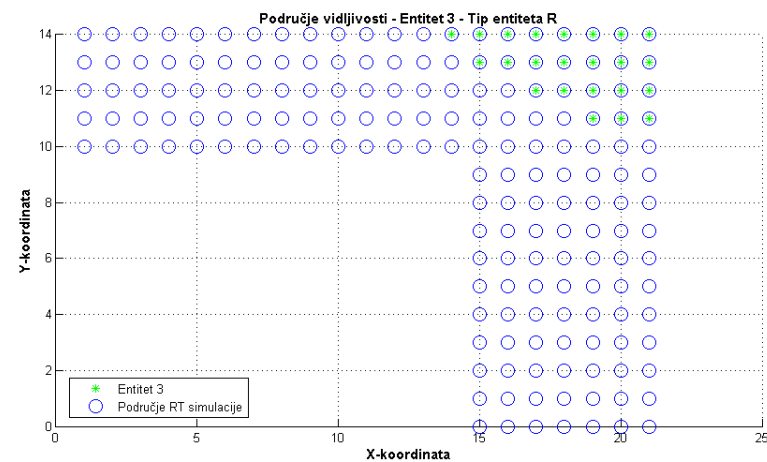
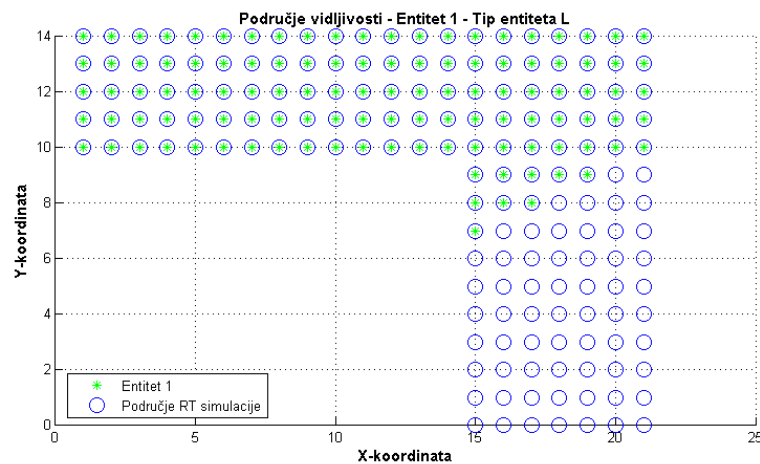
Slika 4.6 Prikaz broja entiteta i zraka po pojedinom prijarniku za prvih 30 prijarnika

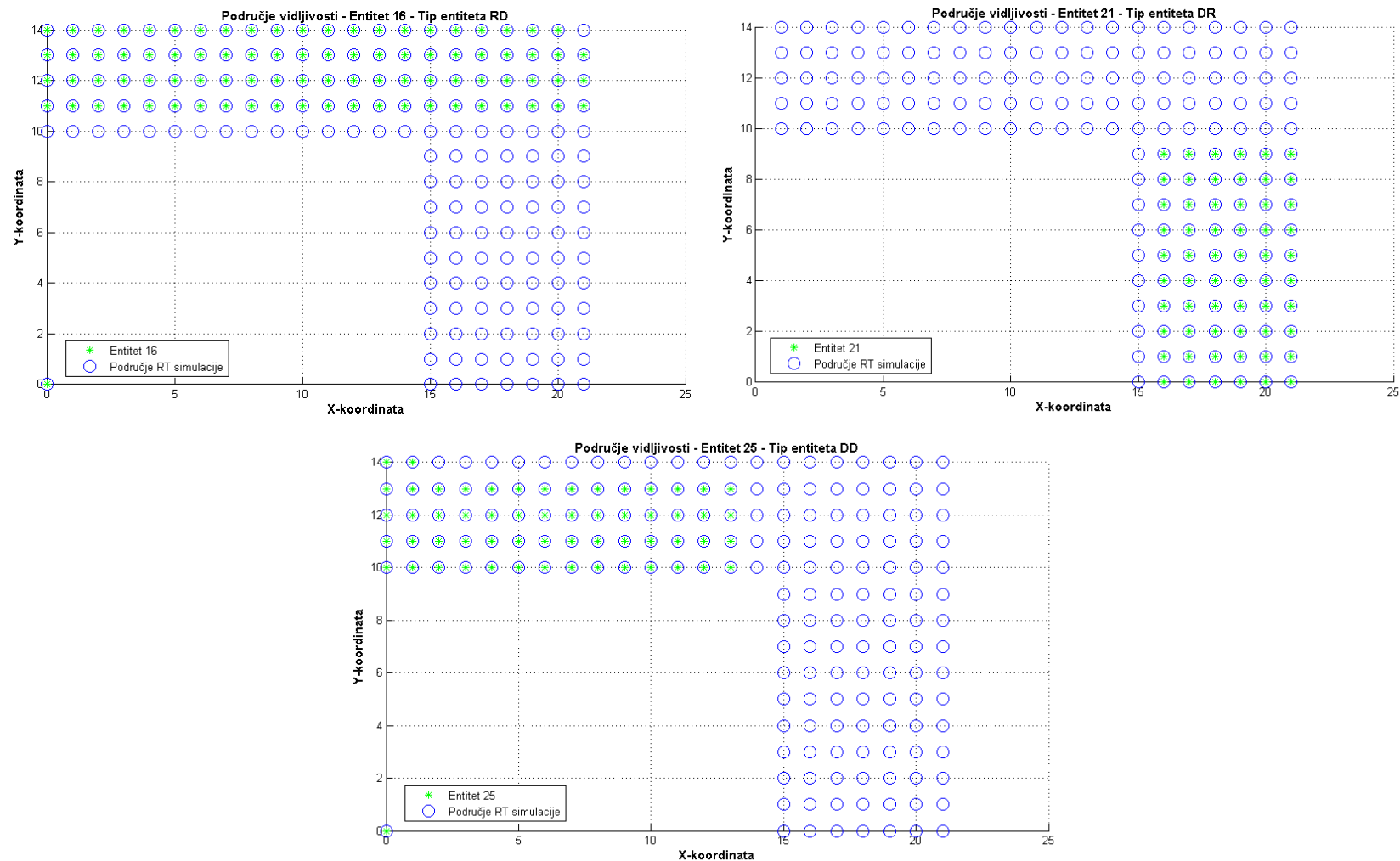
Budući da se testna simulacije sastoji od 5.587 zraka raspoređenih na 180 prijamnika onda je i matrica vidljivosti EntityVR razmjerno veliko. Iz tog razloga na sljedećoj slici nalazi se prikaz isječka matrice vidljivosti.

Tablica 4.1. Prikaz isječka matrice vidljivosti za prva 22 prijamnika. Prva dva stupca su koordinate prijamnika, a ostalih 26 stupaca označavaju ID-eve entiteta

0	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	25	26	27	29	31	32	36	37	39	43	44	45	47	48	49	50	51	56
1	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	25	26	27	29	31	32	36	37	39	43	44	45	47	48	49	50	51	56
2	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59		
3	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59		
4	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59	
5	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59	
6	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59	
7	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59	
8	14	1	2	14	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59	
9	14	1	2	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59		
10	14	1	2	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59		
11	14	1	2	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59		
12	14	1	2	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59		
13	14	1	2	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58	59	
14	14	1	2	3	4	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58
15	14	1	2	3	4	15	16	17	18	19	20	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58
16	14	1	2	3	4	15	16	17	18	19	20	23	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57
17	14	1	2	3	4	15	16	17	18	19	20	23	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57
18	14	1	2	3	4	15	16	17	18	19	20	23	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57
19	14	1	2	3	4	13	15	16	17	18	19	20	23	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56
20	14	1	2	3	4	13	15	16	17	18	19	20	23	24	26	27	31	32	35	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56
21	14	1	2	3	4	13	15	17	18	19	20	23	24	26	27	31	32	36	39	40	47	48	49	50	51	55	56	57	58
0	13	1	2	11	12	14	15	16	17	18	19	20	22	24	25	26	27	28	29	30	31	32	34	36	37	38	39	42	43

Na sljedećim slikama prikazani su različiti tipovi entiteta za simulirano područje. U naslovu svake slike zapisan je redni broj i tip entiteta. Plavim kružićima označeno je RT simulirano područje, a zelenim zvjezdicama matrica vidljivosti.





Slika 4.7 Prikaz matrice vidljivosti za odabrane entitete svih 7 tipova na RT simuliranom području

4.2. Metoda enkodiranja podataka o zrakama u podatke o entitetima zraka

Kada su definirani svi tipovi entiteta kako je prikazano u poglavlju 3.3. te kada je definiran način pohrane matrice vidljivosti entiteta kako je prikazano u poglavlju 4.1. slijedi proces enkodiranja entiteta. Enkodiranjem se zapisuju svi bitni parametara koji će omogućiti da u sljedećem koraku dekodiramo entitete u zrake, iste one zrake koje su originalno generirane u RT simulatoru, za neki segment ili za proizvoljnu rutu unutar simuliranog područja.

4.2.1. Obrada zraka i konverzija u sferne koordinate prije enkodiranja

Prije samog enkodiranja potrebno je zrake dobivene iz RT alata pročitati iz formata .rays i format .pdp u Matlab strukturu allRays. Međutim potrebno je napraviti određene modifikacije:

- ³⁵₁₇ Prebaciti sve kutove iz azimuta i elevacije u $^\circ$ i zapis
- ³⁵₁₇ Električno polje prebaciti iz kartezijevih x,y,z u sferne θ i ϕ koordinate, odnosno iz E_x, E_y, E_z i dobiti E_θ i E_ϕ
- ³⁵₁₇ Dobiti elemente Jonesove matrice

Konverzija kutova je razmjerno jednostavna jer je kut azimuta jednak kutu ϕ dok za elevaciju vrijedi odnos $\theta = 90^\circ - \alpha$.

Konverzija iz kartezijevih koordinata u sferne koordinate se radi za dolaznu zraku (DoA) prilikom čega vrijedi da Električno polje ima samo E_θ i E_ϕ komponente kako je vidljivi na Slici 3.30, a E_z komponenta je nula. Za izračun se koriste sljedeće formule:

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \phi \\ \cos \theta \sin \phi \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} \cos \theta \cos \phi \\ \cos \theta \sin \phi \\ \sin \theta \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\hat{r} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi & \sin \theta \sin \phi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \phi & \cos \theta \sin \phi & -\sin \theta \\ \sin \theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Pri čemu su u formuli (4.2) E_θ i E_ϕ ukupno električno polje, E_x, E_y, E_z su komponente električnog polja u kartezijevim koordinatama te $\hat{r}_x, \hat{r}_y, \hat{r}_z$ jedinični vektori. U formuli (4.3) se vrši

skalarni umnožak prilikom čega vrijedi da je theta-komponenta E_{θ} jednaka skalarnom umnošku ukupnog polja i jediničnog vektora $\hat{e}_{\theta}$ te je jednako tako phi-komponenta E_{ϕ} jednaka skalarnom umnošku ukupnog polja i jediničnog vektora $\hat{e}_{\phi}$. Formula (4.4) je dobro poznata formula koja povezuje sferne i kartezijeve koordinate.

Iz formule (4.4) možemo izračunati komponente E_{θ} i E_{ϕ} te iste uvrstiti u jednadžbu (4.3). Jednako tako se ukupno polje E iz (4.2) može uvrstiti u (4.3) te se finalno dobije:

$$E_{\theta} = \cos \theta \cos \phi \quad E_{\phi} = \cos \theta \sin \phi \quad \sin \theta \quad 4.5$$

$$\sin \theta \quad \cos \theta \quad 4.6$$

Elemente Jonesove matrice dobijemo u skladu s jednadžbama (3.8) i (3.9) i to tako da svaki od četiri elementa matrice E_{11} , E_{12} , E_{21} i E_{22} u trigonometrijskom obliku pomnožimo sa izrazom $\frac{1}{2} \cos \theta$ kako bi izbacili utjecaj duljine zrake r na amplitudu te također fazu zbrojimo za $\frac{\pi}{2}$ (odašiljač ima „veću“ fazu od prijamnika) kako bi izbacili utjecaj duljine zrake r na fazu, pri čemu fazu normiramo na raspon $0, 2\pi$.

4.2.2. Proces enkodiranja zraka

Proces enkodiranja zraka u entitete zraka prikazan je dijagramom toka na Slici 4.8 čiji opis slijedi. Prvo je potrebno generirati strukturu *entity* u koju će se pohraniti svi podaci o detektiranim entitetima. Osim toga inicijaliziraju se varijabla i koja je brojač za sve zrake, varijabla j koja označava brojač za zrake unutar pojedinog entiteta te varijabla k koja označava redni broj entiteta. Iz RT podataka konvertiranih u Matlab strukturu dobije se *nRays* tj. podatak o ukupnom broj zraka nakon čega slijedi petlja koje prolazi kroz *nRays* iteracija. Unutar petlje potrebno je definirati polja $x(j)$, $y(j)$ te $A1theta(j)$, $A1phi(j)$, $A2theta(j)$ i $A2phi(j)$. $x(j)$ i $y(j)$ označavaju koordinate svih zraka unutar entiteta, a dobiveni su iz podataka o slijeđenju zrake putem koordinata posljednje interakcije, dok su $A1/2theta/phi(j)$ četiri elementa Jonesove matrice tj. koeficijenti električnog polja.

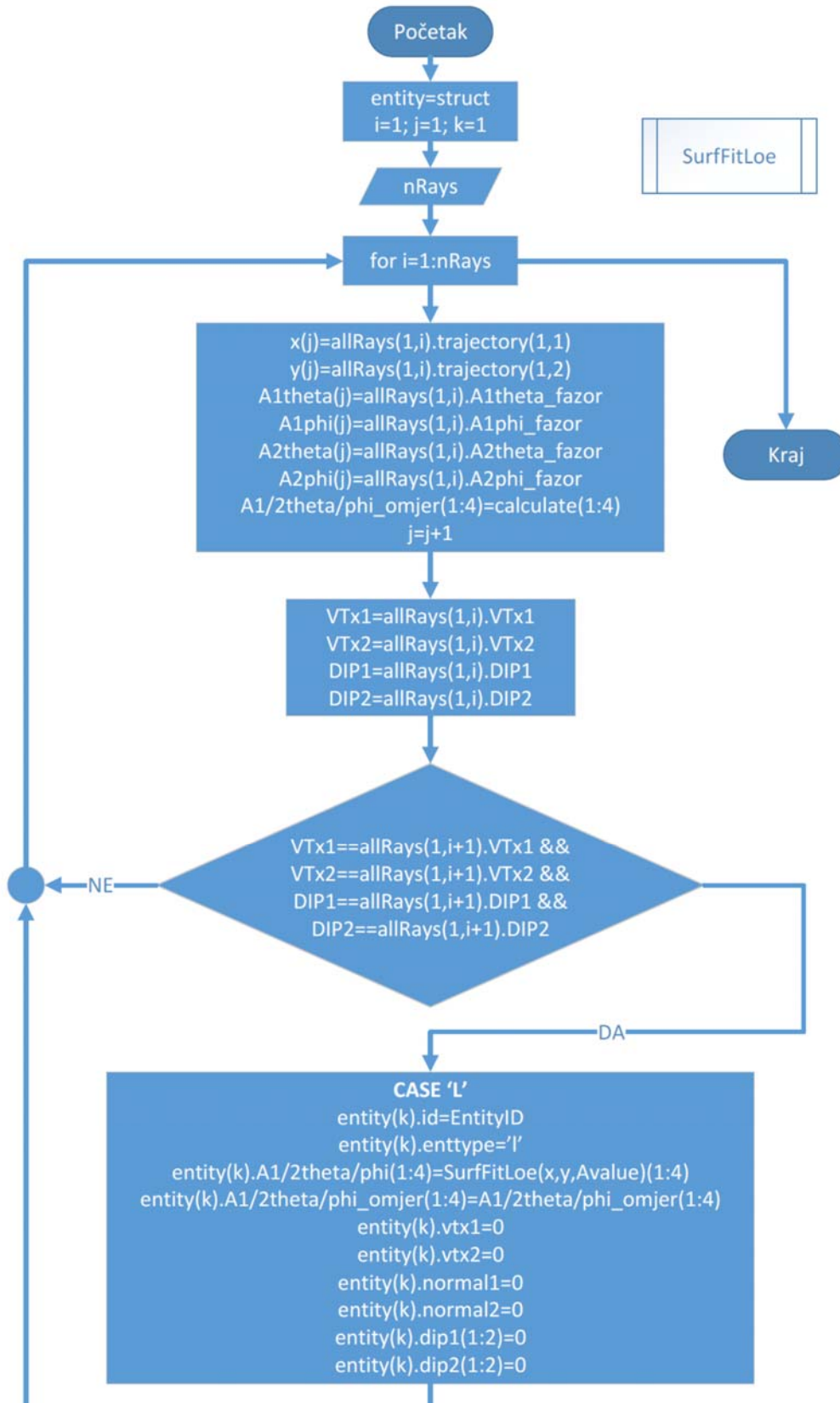
Unutar petlje slijedi blok naredbi koji služi za detekciju kada aktualni entitet završava i novi počinje te blok gdje se u varijable $VTx1$ i $VTx2$ zapisuju aktualne koordinate virtualnog izvora za

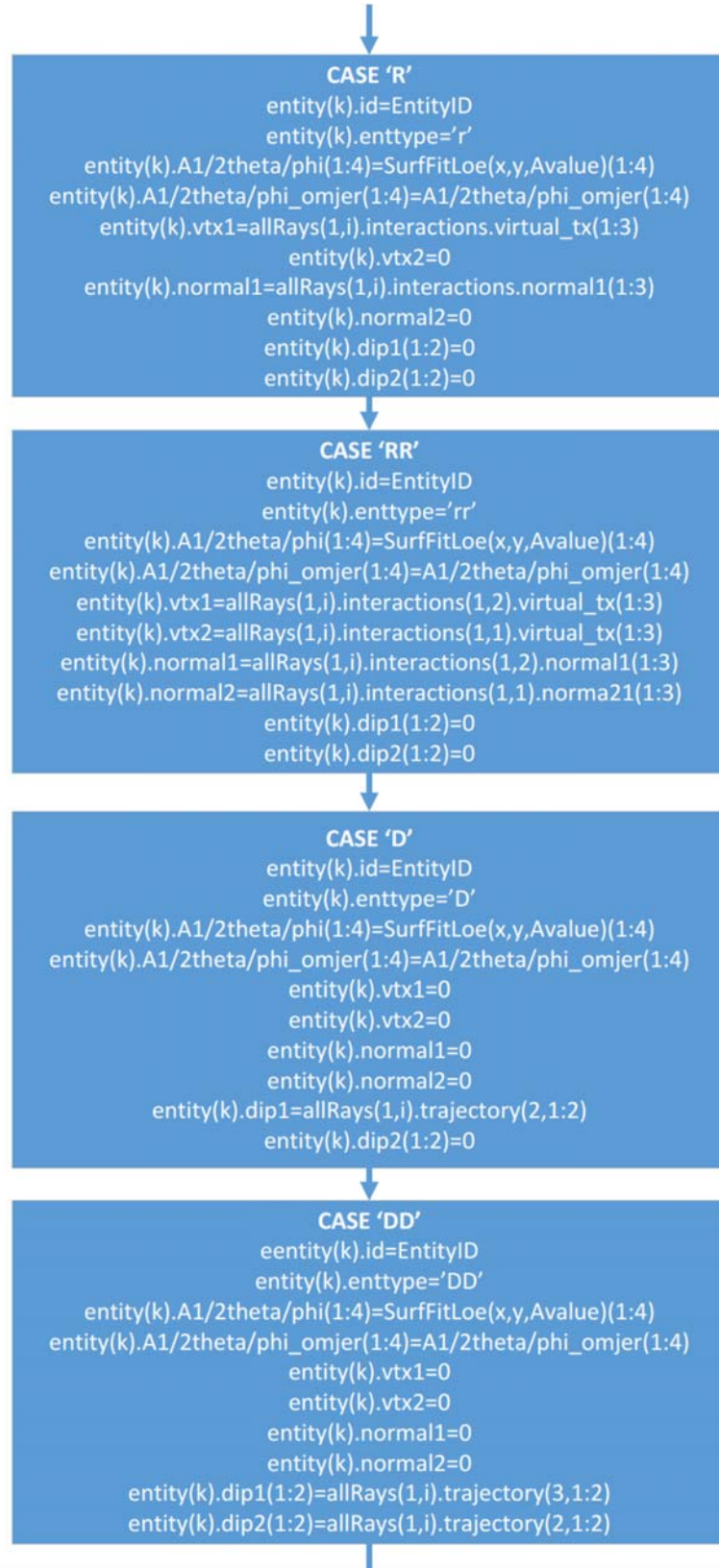
jednu ili dvije refleksije te varijable *DIP1* i *DIP2* u koje se upisuju aktualne koordinate ruba na kojem se val ogiba i na kojem se događa difrakcija. Nakon definiranja varijabli slijedi provjera te ukoliko se za $i+1$ korak bilo koja od ovih varijabli mijenja to znači da smo došli do kraja aktualnog entiteta te prelazimo u novi entitet. Jednako tako ukoliko su za sljedeću zraku unutar strukture *allRays* vrijednosti *VTx1*, *VTx2*, *DIP1* i *DIP2* nepromijenjene i dalje smo unutar istog entiteta te se izvršava sljedeća iteracija petlje indeksirane varijablom *i*.

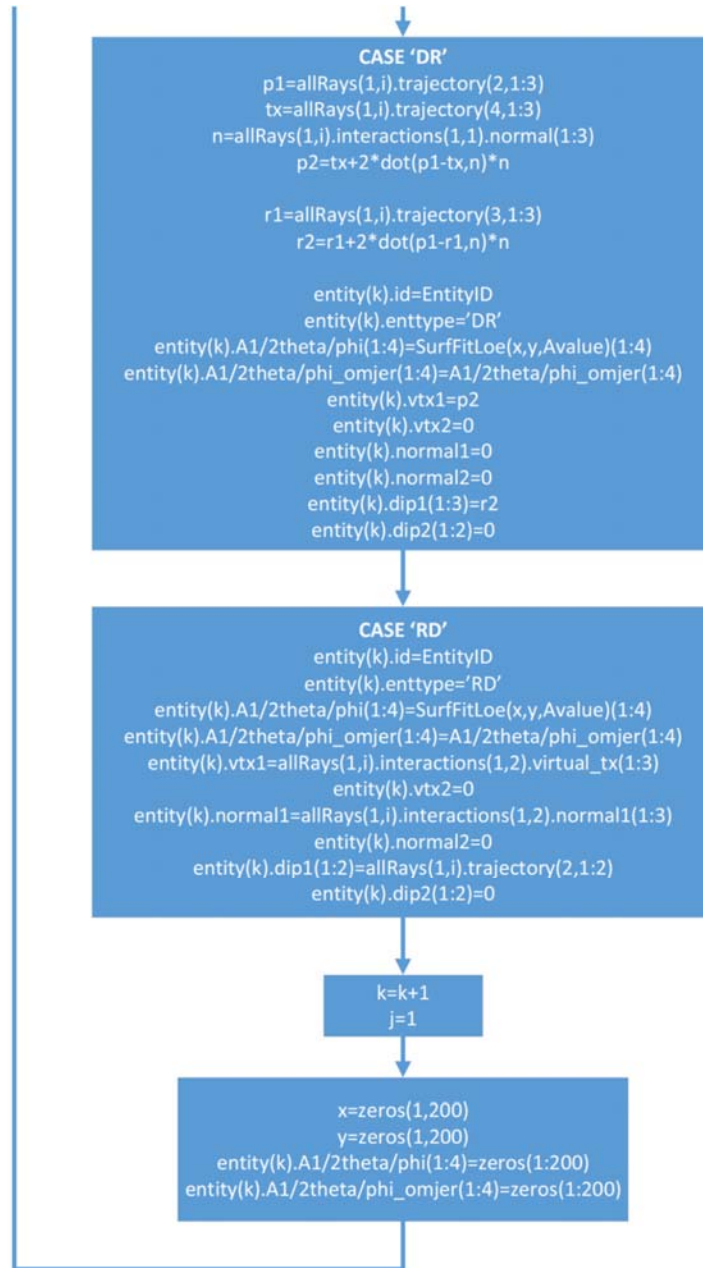
Provjera na tipove entiteta koja slijedi, programski je u Matlabu izvršena korištenjem funkcije *IF*, ali u dijagramu toka je ista provjera zbog jednostavnosti prikazana naredbom *CASE*. Reduciranjem na dvije interakcije i na tipove interakcije direktna zraka, refleksija i difrakcija tipovi entiteta se svode na: direktna zraka (L), jedna refleksija (R), dvije refleksije (RR), jedna difrakcija (D), dvije difrakcije (DD), difrakcija pa refleksija (DR) te refleksija pa difrakcija (RD).

Struktura *entity* koja pohranjuje bitne zapise o entitetima sastoji se od sljedećih polja:

- ³⁵₁₇ *Entity(k).id*: označava redni broj entiteta identičan onome pohranjenom u matricu područja vidljivosti entiteta
- ³⁵₁₇ *Entity(k).entype*: označava tip entiteta
- ³⁵₁₇ *Entity(k).A1/2theta/phi(1:4)*: služi za pohranu koeficijenata koje daje funkcija *SurfFitloe* za interpolaciju svakog od 4 realna broja Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *Entity(k).A1/2theta/phi_omjer(1:4)*: služi za pohranu omjera realnog i imaginarnog dijela svakog od 4 realna broja Jonesove matrice budući da je ovaj omjer konstantan
- ³⁵₁₇ *Entity(k).vtx1*: označava koordinate virtualnog izvora za tipova entiteta R, DR i RD
- ³⁵₁₇ *Entity(k).vtx2*: označava koordinate virtualnog izvora za tipova entiteta RR
- ³⁵₁₇ *Entity(k).normal1*: označava vektor normale na reflektirajući zid za tipova entiteta R, DR i RD
- ³⁵₁₇ *Entity(k).normal2* označava vektor normale na reflektirajući zid za tip entiteta RR
- ³⁵₁₇ *Entity(k).dip1(1:2)* označava x i y koordinate brida na kojem se događa difrakcija za tipove entiteta D i RD, te x i y koordinate virtualnog brida za tip entiteta DR
- ³⁵₁₇ *Entity(k).dip2(1:2)* označava x i y koordinate brida na kojem se događa difrakcija za tip entiteta DD te x i y koordinate originalnog brida za tip entiteta DR







Slika 4.8 Prikaza dijagrama toka enkodiranja iz zraka u entitete zraka

Za niz od sedam CASE skupina naredbi koji se odnose na tipove entiteta za enkodiranje koristi se Matlab tip podataka STRUCT zbog brže i unificiranije pohrane te pretraživanja po strukturi, ali uz činjenicu da se u neka polja ne upisuje podaci. Zbog dodatnog optimiziranja količine korištene memorije moguće je koristiti Matlab tip podataka CELL ARRAY.

Prva skupina CASE naredbi odnosi se na izravnu zraku i potrebno je pohraniti redni broj entiteta, tip entiteta kao 'L' i koeficijente funkcije SurfFitlow koja interpolira koeficijente Jonesove matrice. Ovo su podaci koji se pohranjuju za svaki tip entiteta neovisno o vrsti i broju interakcija.

Druga skupina CASE naredbi odnosi se na jednu refleksiju i pohranjuju se redni broj entiteta, tip entiteta kao 'R', koeficijenti funkcije SurfFitlow, koordinate točke virtualnog izvora te vektor normale na zid refleksije.

Treća skupina CASE naredbi odnosi se na dvije refleksije i pohranjuju se redni broj entiteta, tip entiteta kao 'RR', koeficijenti funkcije SurfFitlow, koordinate točaka virtualnog izvora 1 i 2 te vektori normale 1 i 2 na zidove na kojima se dogodila prva i druga refleksija.

Četvrta skupina CASE naredbi odnosi se na jednu difrakciju i pohranjuju se redni broj entiteta, tip entiteta kao 'D', koeficijenti funkcije SurfFitlow te x i y koordinate brida na kojem se dogodila difrakcija.

Peta skupina CASE naredbi odnosi se na dvije difrakcije i pohranjuju se redni broj entiteta, tip entiteta kao 'DD', koeficijenti funkcije SurfFitlow te x i y koordinate oba brida na kojima se dogodila difrakcija.

Šesta skupina CASE naredbi odnosi se na dvije interakcije od čega je prva difrakcija, a druga refleksija. Za ovaj tip entiteta se kao i kod ostalih skupina CASE naredbi pohranjuju redni broj entiteta, tip entiteta kao 'DR' te koeficijenti funkcije SurfFitlow, ali ostatak je specifičan jer je prije pohrane potrebno rotirati točku odašiljača i točku brida oko zida na kojem se događa refleksija u skladu s opisom i prikazima u poglavlju 3.1.9. U Matlabu je potrebno iz trajektorije zrake kopirati točku $p1$ gdje se događa interakcija sa, a jednako se iz trajektorije očitava koordinata odašiljača tx . Skalarnim množenjem vektora $p1-tx$ i vektora normale zida n dobiva se jedinični vektor u smjeru normale zida te se ponovnim množenjem s vektorom normale dobije duljine od točke tx do zida. Množenjem iste udaljenosti brojem dva i zbrajanjem s točkom tx krajnji rezultat je točka $p2$ koja je zrcaljena točka tx oko zida refleksije. Na isti način se točka $r1$ koja označava brid difrakcije zrcali oko zida refleksije u točku $r2$. Sada se kao virtualni izvor pohranjuje točku $p2$, a kao brid difrakcije točku $r2$. Zbog ispravnog izračuna odlaznog kuta potrebno je pohraniti i koordinatu originalnog brida difrakcije.

Zadnja, sedma skupina CASE naredbi odnosi se na dvije interakcije od čega je prva refleksija, a druga difrakcija i pohranjuju se redni broj entiteta, tip entiteta kao 'RD', koeficijenti funkcije SurfFitlow, koordinate točke virtualnog izvora, vektor normale na zid refleksije te x i y koordinate brida na kojem se dogodila difrakcija.

Nakon sedam skupina CASE naredbi slijedi blok naredbi gdje se varijabla k povećava za 1 što označava prelazak u sljedeći entitet. Osim toga varijabla j koja označava brojač zraka unutar pojedinog entiteta se inicijalizira na početnu vrijednost, jednako kao i varijable x, y i $Entity(k).A1/2theta/phi$ te $Entity(k).A1/2theta/phi_omjer$ koje označavaju koordinate i četiri koeficijenta Jonesove matrice za zrake unutar aktualnog entiteta.

Rezultat enkodiranja u testnom okruženju s tri zgrade je 59 entiteta različitih tipova. Tablica 4.2 prikazuje za svih 59 entiteta kojeg su tipa.

Tablica 4.2 Prikaz tipova entiteta za 59 entiteta ispitne simulacije s 3 zgrade

Broj entiteta	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Tip entiteta	L	R	R	RR	RR	RD	R	R	RR	RR	R	RR	RR	RR	RD
Broj entiteta	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Tip entiteta	RD	RD	RD	D	DR	DR	DR	DD	DD	DD	D	DR	DR	DD	DD
Broj entiteta	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45
Tip entiteta	D	DR	DR	DR	DD	DD	DD	DD	D	DR	DR	DD	DD	DD	D
Broj entiteta	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	
Tip entiteta	DR	DR	DD	DD	DD	DD	D	DR	DR	DR	DD	DD	DD	DD	

Zbrojeni podaci iz Tablice 4.2 od 59 entiteta daju 1 entitet bez interakcija (izravna zraka), 11 entiteta je s dvije interakcije te ukupno 47 entiteta s dvije interakcije.

Rezultati enkodiranja u testnom okruženju s tri zgrade mogu se prikazati i u Tablici 4.3. Tu se osim tipa entiteta mogu vidjeti koeficijenti interpolacije za realni $E1theta$, $E1phi$, $E2theta$ i $E2phi$, omjer realnog i imaginarnog dijela kompleksnog broja , koordinate $VTx1$, $VTx2$, $Normale1$, $Normale2$ te $DIP1$ i $DIP2$, odnosno navedene su sve informacije potrebne za dekodiranje u zrake.

Tablica 4.3 Prikaz strukture Entity nakon enkodiranja za 59 entiteta zraka

Ent#	Enttype	E1theta	E1phi	E2theta	E1phi	E12phitheta_omjer Real-Imag	VTx1	VTx2	Normal1	Normal2	DIP1	DIP2
1	'l'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,00490 0,00490 0,00490 0,00490]	0	0	0	0	[0 0]	[0 0]
2	'r'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,00970 0,00970 0,00990 0,00970]	[25 12 -20]	0	[0 0 1]	0	0	0
3	'r'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0752 0,0757 0,0761 0,0751]	[25 8 20]	0	[0 1 0]	0	0	0
4	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,1004 0,1014 0,1018 0,1002]	[25 8 20]	[25 8 -20]	[0 1 0]	[0 0 1]	[0 0]	[0 0]
5	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0211 0,0210 0,0210 0,0211]	[25 8 20]	[25 20 20]	[0 1 0]	[0 -1 0]	[0 0]	[0 0]
6	'rd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,1562 0,1559 0,142 0,1413]	[25 8 20]	0	[0 1 0]	0	[40 14]	[0 0]
7	'r'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,4787 0,4799 0,4419 0,4437]	[25 8 20]	0	[0 1 0]	0	0	0
8	'r'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0571 0,0567 0,0571 0,0566]	[5 12 20]	0	[1 0 0]	0	0	0
9	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3386 0,3383 0,3159 0,3145]	[5 12 20]	[5 12 -20]	[1 0 0]	[0 0 1]	[0 0]	[0 0]
10	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0794 0,0788 0,0791 0,0787]	[5 12 20]	[37 12 20]	[1 0 0]	[-1 0 0]	[0 0]	[0 0]
11	'r'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0148 0,0147 0,0149 0,0147]	[25 16 20]	0	[0 -1 0]	0	0	0
12	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0198 0,0197 0,0199 0,0196]	[25 16 20]	[25 16 -20]	[0 -1 0]	[0 0 1]	[0 0]	[0 0]
13	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[1,3241 1,3342 1,2331 1,271]	[25 16 20]	[25 4 20]	[0 -1 0]	[0 1 0]	[0 0]	[0 0]
14	'rr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0299 0,0299 0,0301 0,0305]	[25 16 20]	[5 16 20]	[0 -1 0]	[1 0 0]	[0 0]	[0 0]
15	'rd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0236 0,0190 0,0210 0,0199]	[25 16 20]	0	[0 -1 0]	0	[21 10]	[0 0]
16	'rd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,1013 0,1034 0,0941 0,1017]	[25 16 20]	0	[0 -1 0]	0	[40 10]	[0 0]
17	'rd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0264 0,0339 0,0366 0,0444]	[25 16 20]	0	[0 -1 0]	0	[15 10]	[0 0]
18	'rd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,1852 0,1858 0,1744 0,1838]	[25 16 20]	0	[0 -1 0]	0	[-6,78103e-15 10]	[0 0]
19	'd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0426 0,0380 0,0419 0,0407]	0	0	0	0	[21 10]	[0 0]
20	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0614 0,0568 0,0629 0,0617]	[25 12 -20]	0	0	0	[21 10 -13,2250]	[21 10]
21	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3608 0,3858 0,3995 0,3637]	[5 12 20]	0	0	0	[9 10 15,9936]	[21 10]
22	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0612 0,0600 0,0663 0,0678]	[25 16 20]	0	0	0	[21 18 16,4179]	[21 10]
23	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,185 0,1796 0,2086 0,2106]	0	0	0	0	[21 10]	[15 -5,65520e-15]
24	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0708 0,0783 0,0925 0,1002]	0	0	0	0	[21 10]	[15 10]
25	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3272 0,3188 0,346 0,3172]	0	0	0	0	[21 10]	[2 14]
26	'd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,243 0,2435 0,2616 0,271]	0	0	0	0	[40 10]	[0 0]
27	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2855 0,2859 0,304 0,3134]	[25 12 -20]	0	0	0	[40 10 -10,2538]	[40 10]
28	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2741 0,2729 0,3112 0,3079]	[25 16 20]	0	0	0	[40 18 13,3778]	[40 10]
29	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2559 0,2543 0,2925 0,2893]	0	0	0	0	[40 10]	[2 14]
30	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2371 0,2224 0,2785 0,2756]	0	0	0	0	[40 10]	[40 14]
31	'd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0929 0,1005 0,1157 0,1234]	0	0	0	0	[15 10]	[0 0]
32	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,1337 0,126 0,135 0,1605]	[25 12 -20]	0	0	0	[15 10 -9,73662]	[15 10]
33	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,4434 0,4348 0,4301 0,4502]	[17 12 20]	0	0	0	[27 10 11,8068]	[15 10]
34	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0850 0,0839 0,0897 0,0931]	[25 16 20]	0	0	0	[15 18 13,7074]	[15 10]
35	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3288 0,3268 0,3703 0,3723]	0	0	0	0	[15 10]	[21 1,11022e-15]
36	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0459 0,0413 0,0472 0,0460]	0	0	0	0	[15 10]	[21 10]
37	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3194 0,3227 0,3488 0,3508]	0	0	0	0	[15 10]	[2 14]
38	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2685 0,2347 0,3017 0,2975]	0	0	0	0	[15 10]	[40 14]
39	'd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3089 0,298 0,3062 0,3154]	0	0	0	0	[3,83946e-14 10]	[0 0]
40	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,5819 0,5386 0,7368 0,5762]	[25 12 -20]	0	0	0	[3,83946e-14 10 -8,03225]	[3,83946e-14 10]
41	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3797 0,4211 0,3473 0,3845]	[25 16 20]	0	0	0	[3,83946e-14 18 10,7467]	[3,83946e-14 10]
42	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2494 0,2156 0,2826 0,2784]	0	0	0	0	[3,83946e-14 10]	[40 14]
43	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2971 0,3022 0,3295 0,3315]	0	0	0	0	[3,83946e-14 10]	[2 14]
44	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[3,9924 3,8981 3,4327 3,3539]	0	0	0	0	[3,83946e-14 10]	[2 22]
45	'd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3366 0,3413 0,3688 0,3708]	0	0	0	0	[2 14]	[0 0]
46	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,7209 0,688 0,702 0,6147]	[25 12 -20]	0	0	0	[2 14 -8,11454]	[2 14]
47	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2729 0,2834 0,3145 0,3148]	[17 12 20]	0	0	0	[40 14 11,1823]	[2 14]
48	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0862 0,0912 0,1084 0,1166]	0	0	0	0	[2 14]	[15 10]
49	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2969 0,2556 0,3534 0,3631]	0	0	0	0	[2 14]	[-5,75278e-16 10]
50	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0368 0,0307 0,0433 0,0421]	0	0	0	0	[2 14]	[21 10]
51	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2566 0,2152 0,2009 0,2106]	0	0	0	0	[2 14]	[40 10]
52	'd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3052 0,2672 0,3478 0,3438]	0	0	0	0	[40 14]	[0 0]
53	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,3468 0,3082 0,3493 0,3453]	[25 12 -20]	0	0	0	[40 14 -10,5036]	[40 14]
54	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[4,7581 4,4548 3,0955 3,0235]	[25 8 20]	0	0	0	[40 6 14,2680]	[40 14]
55	'dr'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[1,172 0,867 0,8476 0,797]	[5 12 20]	0	0	0	[-10 14 14,1683]	[40 14]
56	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,322 0,2801 0,1862 0,1959]	0	0	0	0	[40 14]	[-2,42931e-14 10]
57	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0772 0,0840 0,1065 0,1141]	0	0	0	0	[40 14]	[15 10]
58	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,0264 0,0203 0,0381 0,0370]	0	0	0	0	[40 14]	[21 10]
59	'dd'	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	1x1 sfit	[0,2838 0,2153 0,0881 0,0977]	0	0	0	0	[40 14]	[40 10]

4.2.3. Interpolacija koeficijenata Jonesove matrice korištenjem lokalno ponderirane linearne regresije

Električno polje unutar svakog tipa entiteta mijenja po razmjerno kompleksnim formulama raspisanim u poglavljima 1.3. i 1.6., a slično tako iako s manjom varijacijom se mijenjaju i koeficijenti Jonesove matrice jer je amplituda pomnožena sa izrazom $\frac{1}{r}$ i jer su korigirani za fazu zrake sve do odašiljača. Kako bi osim kontinuiranosti i prostorne konzistentnosti u našem modelu dobili i značajnu redukciju prostora za pohranu entiteta u odnosu na zrake, za pohranu Jonesovih koeficijenata koristi se 2D interpolacija tj. interpolacije površinske funkcije. Odstupanja RT simuliranih u odnosu na interpolirane koeficijente vidljiva su na slikama u sljedećem potpoglavlju za tipove entiteta LOS, R i D.

Za interpolaciju koeficijenata korištena je Matlab naredba `fit` s normalizacijom te je ispitivanjem više tipova interpolacije zbog najmanjih odstupanja izabrana FitType *loess* što je skraćenica koja označava lokalno ponderiranu linearnu regresiju. Matlab podržava dvije vrste linearne regresije *lowess* i *loess*, a obje su dobivene od izraza za lokalno ponderirano raspršeno interpoliranje (engl. **L**ocally **W**eighted **S**catter **P**lot **S**mooth) [54] i obje metode koriste lokalno ponderiranu linearnu regresiju za interpolaciju podataka.

Proces interpolacije podataka se smatra lokalnim budući da je poput metode s pomičnim prosjekom svaka interpolirana vrijednost određena sa susjednim točkama definiranim unutar raspona (engl. *span*). Proces je ponderiran jer se koristi regresijska težinska funkcija za podatke unutar raspona. Uz regresijsku ponderiranu funkciju može se koristiti robusno ponderirana (težinska) funkcija koja čini proces otpornim na netipične tj. stršeće elemente (engl. *outliers*). Konačno, ono što razlikuje ove dvije metode je što *lowess* koristi linearni polinom, dok *loess* koristi kvadratni polinom. Kako je i za koeficijente uočeno da prema nekom eksponentu opadaju s udaljenosti od zadnje točke interakcije uočeno je da *loess* funkcija interpolirala podatke s prosječno manjim odstupanjima pa je i odabrana u odnosu na *lowess* funkciju.

Lokalna regresija za interpolaciju koju koristi Matlab Curve Fitting softver sukladne su sa sljedećim pravilima:

³⁵₁₇ raspon može biti paran ili neparan.

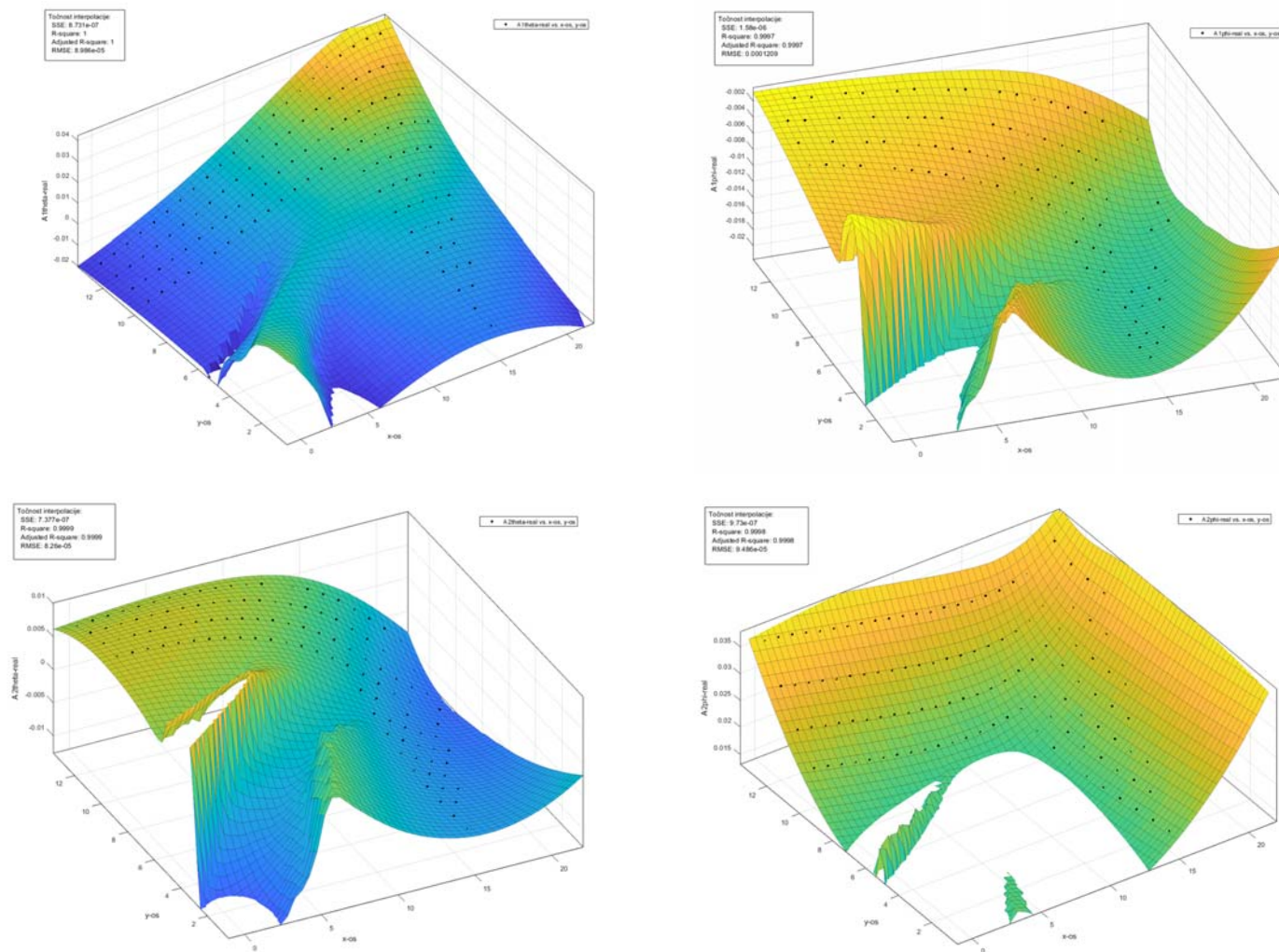
³⁵₁₇ raspon se može odrediti kao postotak ukupnog broja točaka podataka u skupu podataka koji se interpoliraju. Primjerice raspon 0,1 koristi 10% podatkovnih točaka.

Detaljniji opis lokalno ponderirane linearne regresije nalazi se u Dodatku u poglavlju 7.2.

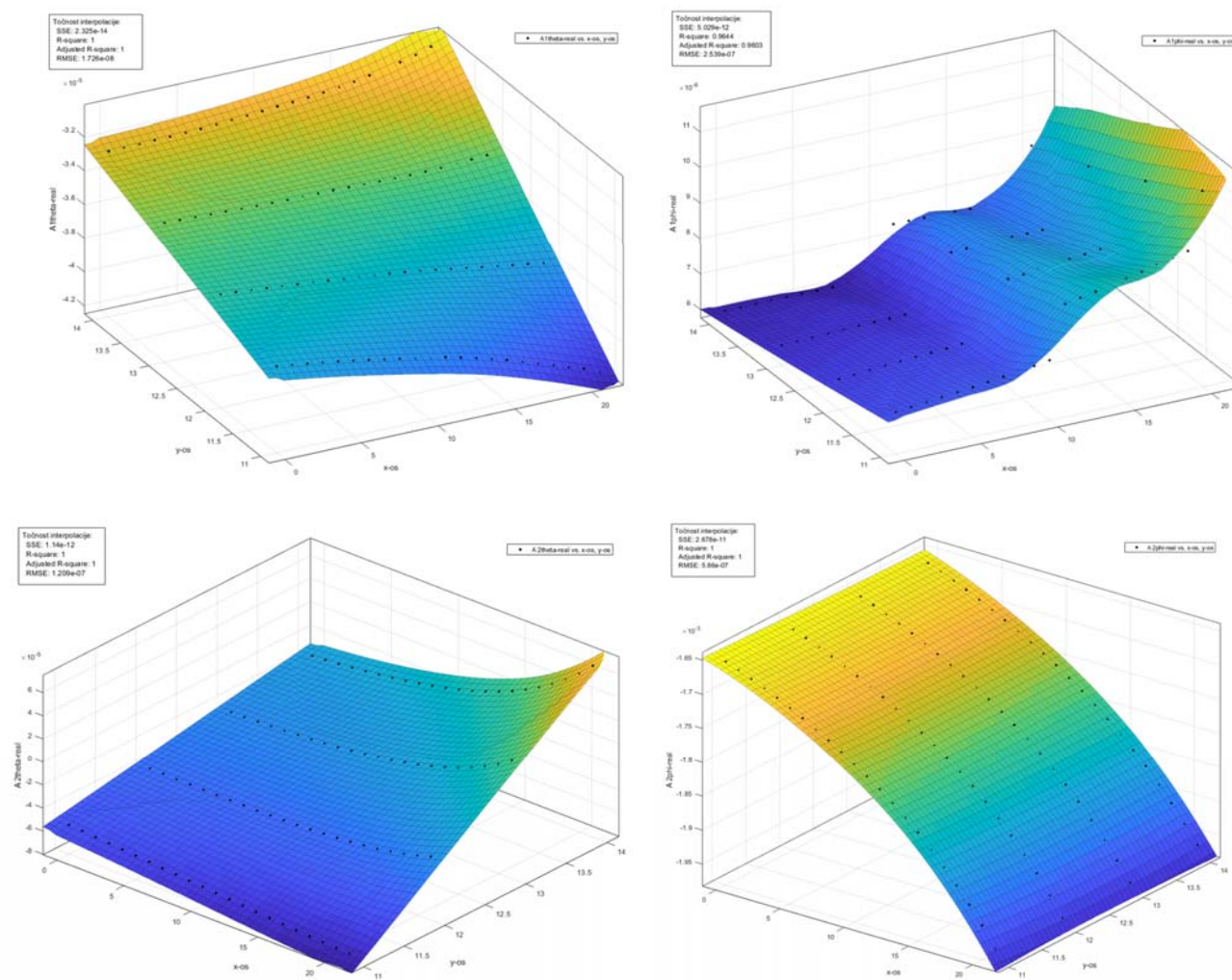
4.2.4. Interpolacija koeficijenata polja na testnom okruženju, analiza i prikaz više vrsta interpolata

Testno okruženje koje se sastoji od tri zgrade te područja simuliranog s 180 točaka detaljno je opisano u poglavlju 4.1.3. Na testnom području RT simulacijom dobiveno je ukupno 5.587 zraka te ukupno 59 entiteta. Prilikom istraživanja optimalne interpolacije koeficijenata polja korištene su metoda *loess* i *lowess*, ali budući da je metoda *loess* bazirana na polinomu drugog stupnja davala je bolje rezultate tj. manja odstupanja.

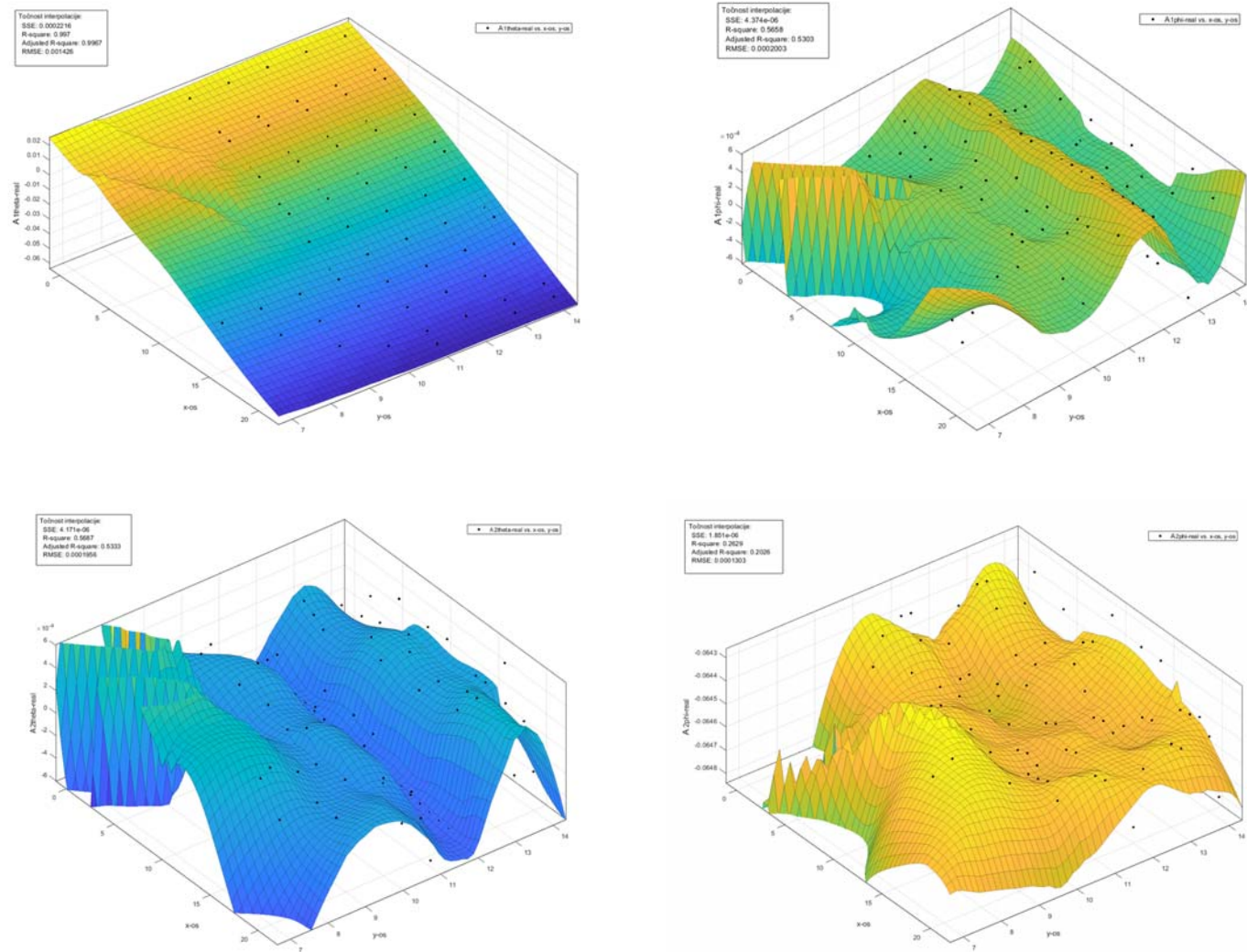
Na Slikama od 4.9 do 4.11 prikazana su 3 tipa entiteta (R, D I l) te točne vrijednosti sva četiri faktora Jonesove matrice u obliku crnih točkica, dok je površina *loess* funkcija s kojom se interpoliraju vrijednosti. Bitno je napomenuti da su faktori α_1 i α_2 oni koji daju α -komponentu za α -pobudu, odnosno α -komponentu za β -pobudu te su zato vrijednosti polja značajno veće, ali ujedno i pravilnije uslijed čega je i interpolacija točnija. Faktori β_1 i β_2 daju β -komponentu za α -pobudu, odnosno β -komponentu za β -pobudu te su zato vrijednosti polja značajno manje, manji je ukupan doprinos, ali su i vrijednosti manje pravilne pa je i točnost interpolacije manja.



Slika 4.9 Prikaz realnih kompleksnih koeficijenata Jonesove matrice , , i za tip entiteta jedna refleksija (R)



Slika 4.10 Prikaz realnih kompleksnih koeficijenata Jonesove matrice , , i za tip entiteta jedna difrakcija (D)



Slika 4.11 Prikaz realnih kompleksnih koeficijenata Jonesove matrice , , i za tip entiteta direktna zraka (L)

4.3. Metoda dekodiranja entiteta zraka u podatke o zrakama

Procesom dekodiranja se u skladu sa Slikom 3.12 koristi matrica (baza podataka) područja vidljivosti entiteta zraka te enkodirani podacima o entitetima zraka kako bi se zrake dekodirale te kako bi se zbrajanjem svih zraka u pojedinoj točki dobio kanalni odziv ranije pohranjen kao rezultat RT simulatora. Svaka dekodirana zraka definirana je sa 4 Jonesova koeficijenta polja, dolaznim i odlaznim kutom (po azimutu i elevaciji) i duljinom zrake odnosno kašnjenjem. Proces dekodiranja entiteta zraka u zrake prikazan je dijagramom toka na Slici 4.12.

Dijagram toka počinje funkcijom unutar koje je se prvo moraju unijeti broj kao i definirajuće točke rute (x, y, z koordinate). Sljedeći korak je definirati rezoluciju tj. broj R_x točaka između definirajućih točaka rute. Finalno ova funkcija ukupnu matricu vidljivosti *EntityVR* u matricu vidljivosti samo za prethodno definiranu rutu. Provjerom broja redaka i stupaca novog područja vidljivosti dimenzionira se raspon dvostruke FOR petlje. Nakon toga se definiraju brojač i koji prolazi stupcima te brojač j koji prolazi recima matrice *EntityVR*. Osim toga inicijalizira se Matlab struktura *raysD* u koju će se spremati sve dekodirane zrake i to zrake grupirano po pojedinoj točki rute. Nužno je definirati i koordinate odašiljača (Tx) jer će se prema ovim koordinatama izračunavati dolazni i odlazni kutovi kao i duljina zrake, ali treba imati na umu da je ova koordinata ručno prepisana iz RT alata.

Slijede dvije FOR petlje gdje prva/vanjska petlja s indeksom i počinje od brojke 3 budući da su prva dva stupca matrice *EntityVR* rezervirana za x i y koordinatu pojedinog prijmnika na našoj ruti, a završava s varijablom *maxcolumns*. Druga/unutarnja petlja s indeksom j počinje od 1 i završava s varijablom *maxrows*. Nakon petlji slijedi očitavanje broja (u varijablu *EntID*) aktualnog entiteta unutar matrice *EntityVR*. Sljedeća se provjera odnosi je li unutar *EntityVR* matrice upisana vrijednost nula što je moguće zbog prealociranja matrice te ukoliko je to slučaj potrebno je izaći iz te iteracije petlje i preći u sljedeći redak matrice *EntityVR*. U suprotnom za sve slučaje kada očitavamo *EntityID* brojač različit od nule, *rayID* indeks zrake se povećava za 1 te se iz matrice *EntityVR* očitavaju koordinate R_x prijmnika za kojeg se dekodiraju zrake.

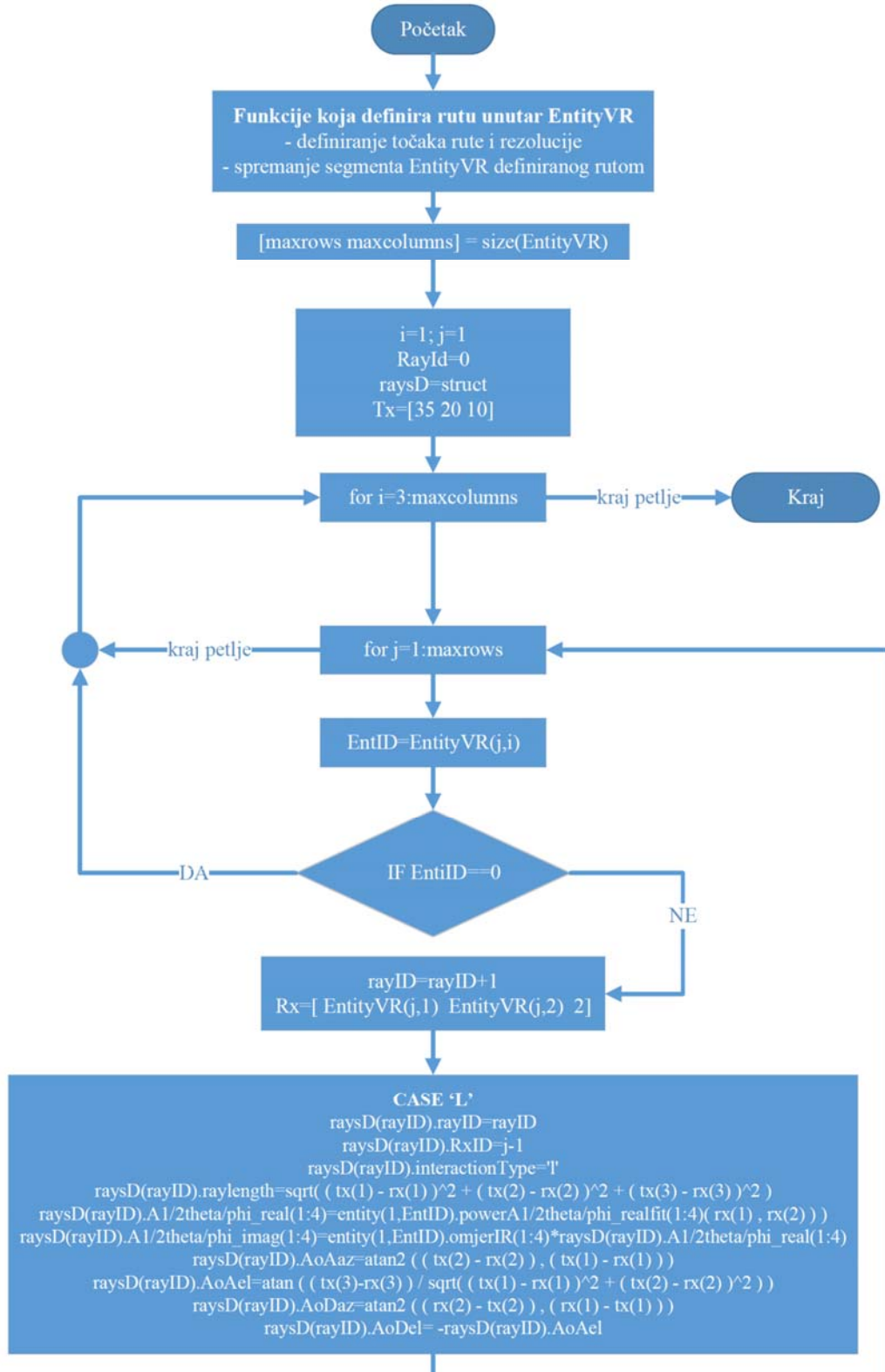
Provjera tipa entiteta, programski je u Matlabu izvršena korištenjem funkcije *IF*, ali u dijagramu toka ista provjera je prikazana naredbom CASE zbog jednostavnosti dijagrama iako je krajnji ishod identičan. Reduciranjem na dvije interakcije i na tipove interakcije direktna zraka, refleksija i

difrakcija tipovi entiteta se svode na: direktna zraka (L), jedna refleksija (R), dvije refleksije (RR), jedna difrakcija (D), dvije difrakcije (DD), difrakcija pa refleksija (DR) te refleksija pa difrakcija (RD).

Struktura *raysD* koja pohranjuje bitne zapise o zrakama sastoji se od sljedećih elemenata:

- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).rayID*: označava redni broj dekodirane zrake. Ovaj ID ne odgovara ID-u zrake iz RT alata zbog drugačijeg redoslijeda zapisivanja zraka.
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).RxID*: označava broj prijmnika. Zapisivanje ovog podatka služi za komparaciju izvornih RT podataka i dekodiranih zraka.
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).interactionType*: služi za pohranu tipa entiteta samo zbog provjere izvornih RT podataka i dekodiranih zraka
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).raylength*: označava duljinu zrake
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A1theta_real*: označava realni dio A1theta koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A1phi_real*: označava realni dio A1phi koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A2theta_real*: označava realni dio A2theta koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A2phi_real*: označava realni dio A2phi koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A1theta_imag*: označava imag. dio A1theta koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A1phi_imag*: označava imag. dio A1phi koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A2theta_imag*: označava imag. dio A2theta koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).A2phi_imag*: označava imag. dio A2phi koeficijenta Jonesove matrice
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).AoAaz*: označava azimut dolaznog kuta zrake
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).AoAel*: označava elevaciju dolaznog kuta zrake
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).AoDaz*: označava azimut odlaznog kuta zrake
- ³⁵₁₇ *raysD(rayID).AoDel*: označava elevaciju odlaznog kuta zrake

Bitna je napomena da su A1theta, A1phi, A2theta i A2phi koeficijenti dobiveni iz interpolacijskih koeficijenata na x i y koordinatama prijmnika.





CASE 'D'

```

dip=entity(1,EntID).dip1
a = sqrt ( ( rx(1) - dip(1) )^2 + ( rx(2) - dip(2) )^2 )
b = sqrt ( ( tx(1) - dip(1) )^2 + ( tx(2) - dip(2) )^2 )

raysD(rayID).rayID=rayID
raysD(rayID).RxID=j-1
raysD(rayID).interactionType='D'
raysD(rayID).raylength=sqrt ( ( a + b )^2 + ( tx(3) - rx(3) )^2 )
raysD(rayID).A1/2theta/phi_real(1:4)=entity(1,EntID).powerA1/2theta/phi_realfit(1:4)( rx(1) , rx(2) ) )
raysD(rayID).A1/2theta/phi_imag(1:4)=entity(1,EntID).omjerIR(1:4)*raysD(rayID).A1/2theta/phi_real(1:4)

raysD(rayID).AoAaz=atan2 ( ( dip(2) - rx(2) ) , ( dip(1) - rx(1) ) )
raysD(rayID).AoAel=atan ( ( tx(3) - rx(3) ) / ( a + b ) )
raysD(rayID).AoDaz=atan2 ( ( dip(2) - tx(2) ) , ( dip(1) - tx(1) ) )
raysD(rayID).AoDel= -raysD(rayID).AoAel

dip=zeros(1,2)
a, b=zeros(1,1)

```

CASE 'DD'

```

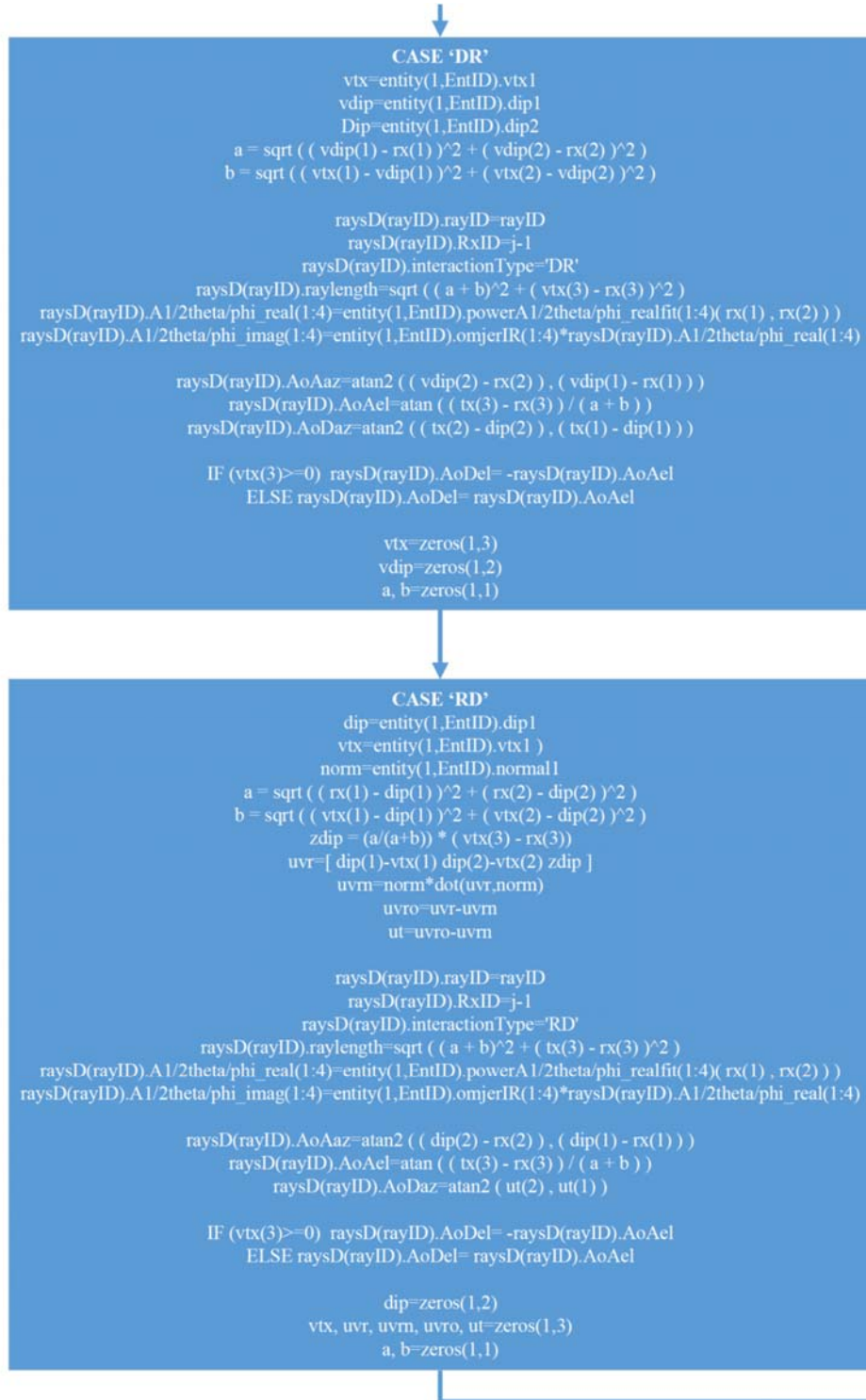
dip1=entity(1,EntID).dip1
dip2=entity(1,EntID).dip2
a = sqrt ( ( rx(1) - dip2(1) )^2 + ( rx(2) - dip2(2) )^2 )
b = sqrt ( ( dip1(1) - dip2(1) )^2 + ( dip1(2) - dip2(2) )^2 )
c = sqrt ( ( tx(1) - dip1(1) )^2 + ( tx(2) - dip1(2) )^2 )

raysD(rayID).rayID=rayID
raysD(rayID).RxID=j-1
raysD(rayID).interactionType='DD'
raysD(rayID).raylength=sqrt ( ( a + b + c )^2 + ( tx(3) - rx(3) )^2 )
raysD(rayID).A1/2theta/phi_real(1:4)=entity(1,EntID).powerA1/2theta/phi_realfit(1:4)( rx(1) , rx(2) ) )
raysD(rayID).A1/2theta/phi_imag(1:4)=entity(1,EntID).omjerIR(1:4)*raysD(rayID).A1/2theta/phi_real(1:4)

raysD(rayID).AoAaz=atan2 ( ( dip2(2) - rx(2) ) , ( dip2(1) - rx(1) ) )
raysD(rayID).AoAel=atan ( ( tx(3) - rx(3) ) / ( a + b + c ) )
raysD(rayID).AoDaz=atan2 ( ( dip1(2) - tx(2) ) , ( dip1(1) - tx(1) ) )
raysD(rayID).AoDel= -raysD(rayID).AoAel

dip1, dip2=zeros(1,2)
a, b, c=zeros(1,1)

```



Slika 4.12 Prikaz dijagrama toka dekodiranja iz entiteta zraka u zrake

Svaka od sedam skupina CASE naredbi pohranjuje *rayID* broj zrake, *RxID* broj prijarnika te *interactionType* tip interakcije. Podaci o duljini zrake, dolaznom kutu (azimut i elevacija) te odlaznom kutu (azimut i elevacija) računaju se prema formulama definiranim u poglavlju 3.3. Pritom je bitno napomenuti da se azimut računa s Matlab tangens funkcijom **atan2** budući da obična tangens Matlab **tan** funkcija ima izlazne kutove od 0 do π , a **atan2** funkcije računa kut u rasponu od 0 do 2π . S druge strane, za izračun elevacije se koristi Matlab tangens funkcija **tan** jer se elevacija kreće u rasponu od $-\pi/2$ do $\pi/2$.

Elevacija odlazne i dolazne zrake je za sve tipove entiteta ista uz suprotan predznak, osim u slučaju refleksije od tla kada se obje elevacije identične i s istim predznakom. Kako bi se ovo ispravno detektiralo za tipove entiteta koji sadrže refleksiju se prije dodjele elevacijskog odlaznog kuta provjerava je li se dogodila refleksija od tla provjerom je li z-koordinata virtualnog izvora negativna. Na samom kraju svake od sedam skupina CASE naredbi vrši se inicijalizacija varijabli virtualnog izvora (*vtx*), normale (*normal*), difrakcijskog brida (*dip*) te ostalih pomoćnih vektora na nulu.

4.4. Komparacija pohrane zraka u odnosu na pohranu entiteta zraka i zaključak

Ključne prednosti korištenja entiteta umjesto zraka su kontinuiranost, prostorna konzistentnost i značajna redukcija prostora za pohranu zraka. Redukcija prostora za pohranu prikazat će se u Tablicama od 4.4 do 4.8.

Tablica 4.4 Prikaz svih relevantnih varijabli pohranjenih nakon RT simulacije

Naziv polja u Matlabu	Opis	Ukupno varijabli [int:1, real:2]	Ukupno relevantnih varijabli [int:1, real:2]
<i>Polja neovisna o broju interakcija</i>			
n	broj interakcija	1	1
rx_id	broj prijarnika	1	1
tx_id	broj odašiljača	1	0
tx_distance	duljina zrake	2	2
ray_id	broj zrake	1	1
power	snaga zrake	2	2
<i>interakcije za refleksiju</i>			
mecc_prop	tip rasprostiranja	1	1
virtual tx	virtualni izvor	6	6
normal	normala zida	6	6
walls_id	ID zida	1	0
coeff	koeficijenti refleksije	8	0
distance	udaljenost	2	2
polygons	poligoni vidljivog dijela zida	20	0
<i>interakcije za difrakciju</i>			
mecc_prop	tip rasprostiranja	1	1
virtual tx	virtualni izvor	6	6
walls_id	ID zida	1	0
coeff	koeficijenti difrakcije	8	0
distance	udaljenost	2	1
polygons	poligoni vidljivog dijela zida	20	0
<i>tipovi trajektorije ovisno o broju interakcija</i>			
trajectory	trajektorija za LOS	6	11
trajectory	trajektorija za 1 interakciju	12	
Trajectory	trajektorija za 2 interakcije	18	

U Tablici 4.4 možemo vidjeti da se polje u Matlabu sastoji od jedne ili niza varijabli pri čemu su **integer** varijable veličine 8 bitova tj. jednog bajta, a **real** varijable su veličine 16 bitova tj. dva bajta. Polja poput virtualnog izvora i normale koji su opisani s tri varijable zauzimaju 6 bajta, koeficijenti refleksije ili difrakcije koji su opisani s 4 varijable zauzimaju 8 bajtova, a poligoni vidljivog dijela zida koji se sastoje od 10 varijabli zauzimaju 20 bajtova u memoriji.

Zadnji stupac u Tablici 4.4 daje pregled koja su polja relevantna za pohranu, korištenje i dobivanje izravno kanalnog odziva, ili neizravno za enkodiranje u entitete zraka. Samo relevantna polja su bitna za komparaciju s zauzećem memorije polja entiteta zraka.

Zadnja tri retka Tablice 4.4 daju koliko pojedino polje treba varijabli za izravnu zraku, jednu interakciju te dvije interakcije. Kako je za testno okruženje izračunato da je od ukupno 59 entiteta 11 s jednom interakcijom, a 47 s dvije interakcije, može se izračunati omjer od 20:80 u korist zraka s dvije interakcije koje posljedično zauzimaju više memorije. Korištenjem tog omjera za pohranu uprosječene trajektorije potrebno je ukupno 11 varijabli.

Tablica 4.5 Izračun ukupnog broja relevantnih bajtova u memoriji za testnu RT simulaciju

Polja u Matlabu	Ukupno bajtova
Neovisno o broju interakcija	7
Prosječan broj za jednu ili dvije interakcije	21,6
Trajektorije ovisno o broju interakcija	16,8
Dodatno AoA i AoD (azimut i elevacija)	8
Ukupno po zraki	53,4
Ukupan broj zraka	5.588
Ukupno bajtova	298.400

U Tablici 4.5 korištenjem omjera zraka s jednom interakcijom i dvije interakcije dobije se da je ukupan relevantan broj bajtova za RT simulaciju po zraki 45,4. Međutim, tom broju potrebno je pridodati i 8 bajtova varijable koje su zapisane u odvojenoj .pdp datoteci RT softvera, a odnose se na dolazni kut (azimut i elevacija) te odlazni kut (azimut i elevacija) pa se po zraki pohranjuje

ukupno 53,4 bajtova. Finalno s obzirom da je u testnom okruženju s tri zgrade simulirano ukupno 5.588 zraka onda je ukupno zauzeće memorije 298.400 bajtova tj. 291,4 kB.

U Tablici 4.6 može se vidjeti da se za pohranu entiteta neovisno o tipu interakcije pohranjuju: broj entiteta, tip entiteta i koeficijenti interpolacije polja (Jonesova matrica). Ukoliko se radi o refleksiji pohranjujemo točku virtualnog izvora i vektor normale, a ako se radi o difrakciji pohranjujemo x i y koordinate difrakcijskog brida. Za višestruke interakcije iste podatke pohranjujemo proporcionalno puta.

Tablica 4.6 Prikaz svih relevantnih bajtova pohranjenih nakon enkodiranja u entitete zraka

Naziv varijable	Opis	Broj varijabli [int:1, real:2]
<i>varijable neovisne o broju interakcija</i>		
id	broj entiteta	1
enttype	tip entiteta	1
power	koeficijenti interpolacije snage	80
<i>interakcije za refleksiju</i>		
virtual tx	virtualni izvor	6
normal	normala zida	6
<i>interakcije za difrakciju</i>		
dip	difrakcijski brid	4

U Tablici 4.7 u prvom segmentu od tri retka zbrojen je ukupan broj varijabli za polja neovisna o tipu interakcije kao i njima pridodana polja za refleksiju, ili difrakciju. U drugom segmentu vidi se da se unutar 58 entiteta s jednom ili dvije interakcije nalazi ukupno 34 refleksije i 65 difrakcija koji u različitim kombinacijama čine 8 tipova entiteta: R, RR, D, DD, RD, DR. Množenjem pripadajućih polja refleksije i difrakcije u prvom i drugom segmentu tablice dobije se da su svi entiteti pohranjeni s ukupno 8.786 bajtova.

Tablica 4.7 Izračun ukupnog broj bajtova u memoriji za enkodirane entitete zraka

Polja u Matlabu	Ukupno bajtova
Neovisno o tipu interakcije	82
Neovisna + polja za refleksiju	94
Neovisna + polja za difrakciju	86
Entiteti koji sadrže interakciju refleksija	34
Entiteti koji sadrže interakciju difrakcija	65
Ukupno za entitete s refleksijom	3.196
Ukupno za entitete s difrakcijom	5.590
Ukupno bajtova za sve entitete	8.786

Kod enkodiranja zraka osim enkodiranih entiteta pohranjujemo i matricu vidljivosti entiteta pa je zauzeće memorije za matricu vidljivosti entiteta nužno izračunati i pribrojiti zauzeću enkodiranih entiteta kako bi se dobili ukupno zauzeće memorije. Jednako kako je svakom prijamniku dodijeljen određen broj zraka, tako je u matrici vidljivosti istom prijamniku dodijeljen isti broj entiteta pa je time broj EntityID-eva u matrici vidljivosti jednak broju zraka te iznosi 5.588. Svaki *EntityID* je jedna integer varijabla pa stoga matrica *EntityVR* zauzima u memoriji ukupno 5.588 bajtova.

Sada je moguće napraviti komparaciju zauzeća memorije definiranog u Tablici 4.5 i zbrojenim zauzećem memorije definiranim u Tablici 4.7. te zbog matrice vidljivosti. Krajnji rezultat se vidi u Tablici 4.8: Tablica 4.8 Komparacija zauzeća memorije za pohranjene zrake i entitete zraka

Polja u Matlabu	Ukupno varijabli
Ukupno bajtova za testnu RT simulaciju	298.400
Ukupno bajtova za enkodiranje entiteta zraka	8.786
Ukupno bajtova za pohranu matrice vidljivosti entiteta	5.588
Ukupno bajtova za enkodiranje i matricu vidljivosti	14.374
Smanjenje memorije za testni slučaj s tri zgrade	20,76

U Tablici 4.8 vidi se značajna ušteda memorije, a ušteda memorije može biti i veća u odnosu na pohranu velikog broja zraka za veće otvorene prostore gdje je dominantan manji broj entiteta,.

Osim značajne uštede na prostoru za pohranu, druga jednako značajna prednost koncepta entiteta zraka je kontinuiranost budući da su entiteti kontinuirani na području vidljivosti za razliku od zraka koje su diskretne. Dodatni prednost ovog koncepta je i ranije spomenuta prostorna konzistentnost. Krajnji rezultat je kanalni odziv na bilo kojoj točki neke željene rute unutar RT simuliranog područja, odnosno unutar područja definiranog područjem vidljivosti entiteta zraka.

5 MODELIRANJE MIMO SUSTAVA KORISTEĆI DETERMINISTIČKI REFERENTNI MODEL KANALA BAZIRAN NA ENTITETIMA ZRAKA

5.1. Uvod i opis MIMO koncepta i kanala

Prethodno je dokazano da kapacitet MIMO kanala raste linearno s brojem parova antena, sve dok je radijsko okruženje dovoljno bogato raspršivačima tj. objektima interakcije [55] te sukladno tome kapacitet kanala ovisi o kanalu u kojem sustav radi. Višestruke antene kakve koriste MIMO sustavi, mogu se koristiti za povećanje brzine prijenosa podataka putem multipleksiranja, ali i za poboljšanje performansi kroz diverzitetni prijam. Brzina prijenosa podataka se povećava iskorištavanjem strukture matrice dobitka u kanalu čim se dobivaju neovisni putovi signala, koji se onda mogu koristiti za slanje neovisnih tokova podataka. Međutim, za postizanje visoke spektralne učinkovitosti korištenjem MIMO tehnike, potrebno je točno poznavati kanal na prijarniku, a u nekim slučajevima i na odašiljaču. Poboljšanje performansi i povećanje spektralne efikasnosti uvijek dolazi uz neki trošak. U ovom slučaju to je implementacija više antena, dodatni zahtjevi na prostor i snagu za dodatne antene (ovo je posebno izraženo na malim mobilnim terminalima) te dodatnu višedimenzionalnu obradu signala.

U ovom potpoglavlju opisat će se MIMO model kanala baziran na metodi slijeđenje zrake koji koristi radijske sustave s više antena na odašiljaču i prijarniku, koje tipično zovemo sustavima s višestrukim ulazima i višestrukim izlazima. Treba imati na umu da se višedimenzionalna karakterizacija širenja vala može postići korištenjem mjerenjima na terenu, ali to zahtjeva skupe antenske nizove, a i sama mjerenja često dugo traju, posebno ako ih je potrebno provesti u više klasa okruženja. Zbog kompleksnosti i visokih troškova mjerenja, izvrsna metoda je metoda slijeđenja zrake (RT) na kojoj se i temelji ovaj model kanala, budući da strogo simuliraju višestazno širenje i više-dimenzionalne dekokorelacijske efekte (u vremenu, prostoru i po frekvenciji) na radijski kanal.

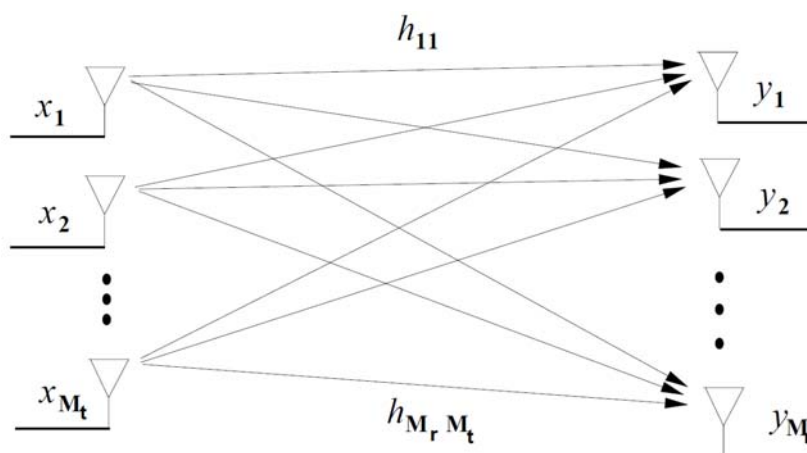
Međutim kada govorimo o MIMO kanalima dodatni element koji utječe na bogatstvo višestaznih komponenti je difuzno raspršenje. Pokazano je [56] da se performanse RT simulacija mogu poboljšati i proširiti s difuznim raspršenjem korištenjem modela „efektivne hrapavosti“ (engl. Effective Roughness – ER) . Zbog nekoherentne prirode ER modela raspršenja moguće je procijeniti samo intenzitet raspršenog polja, a faze komponenti polja zraka koje prolaze kroz interakcije difuznog raspršenja modeliraju se kao slučajne varijable s uniformnom funkcijom gustoće vjerojatno u rasponu $[0, 2\pi]$. U ovaj model temeljen na entitetima zraka uključena je direktna zraka, refleksija i difrakcija, ali nije uključeno i difuzno raspršenje, iako se isto u daljnjem razvoju ovog modela može razmjerno jednostavno uključiti.

U ovom uvodnom potpoglavlju razmatrat će se uskopojasni MIMO kanal [57]. Ovakav uskopojasni kanal koristi komunikacijski sustav u konfiguraciji točka-točka koji se sastoji od odašiljačkih i prijamnih antena i vidi se na Slici 5.1. MIMO kanal se može prikazati sa sljedećim diskretnim vremenskim modelom [57]:

$$\begin{matrix} & h & \dots & h \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ & h & \dots & h \end{matrix} \quad 5.1$$

Za prikaz MIMO kanala može se koristiti i zapis: $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$, gdje $\mathbf{y}$ predstavlja N -dimenzionalni preneseni simbol, $\mathbf{x}$ je M -dimenzionalni vektor šuma, a $\mathbf{H}$ je $N \times M$ matrica kanala gdje elementi h_{ij} predstavljaju dobitke u kanalu od propagacije te od odašiljačke antene i i prijamne antene j . Širina kanala je B , a kompleksni Gaussov šum ima srednju vrijednost nula i matricu kovarijance $\mathbf{I}$, gdje je tipično $\mathbf{I} = \mathbf{I}/M$. S obzirom na ograničenje snage odašiljanja P , uzet će se ekvivalentni model sa jediničnom snagom šuma i odašiljačkom snagom P/M , pri čemu se γ može interpretirati kao prosječan odnos signal šum (engl. Signal to Noise Ratio – SNR) po prijamnoj anteni uz jedinični dobitak kanala. Ovo ograničenje snage podrazumijeva da za ulazni simbol vrijedi [57]:

$$|\mathbf{x}|^2 \leq P \quad 5.2$$



Slika 5.1 MIMO sustav [57]

5.1.1. Paralelna dekompozicija MIMO kanala

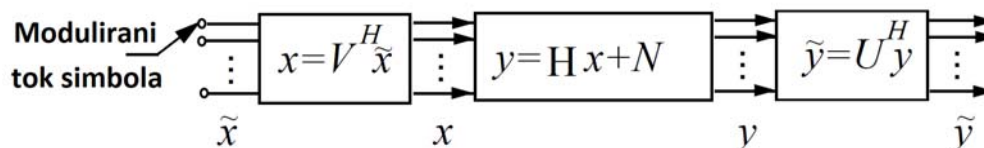
Dobitak multipleksiranja MIMO sustava rezultat je činjenice da se MIMO kanal može rastaviti u paralelnih nezavisnih kanala. Multipleksiranjem odvojenih tokova podataka na nezavisne kanale, dobivamo povećanje brzine prijenosa podataka za puta u odnosu na sustav sa samo jednom prijamnom i odašiljačkom antenom. Povećana brzina prijenosa podataka zove se još i dobitak multipleksiranja.

Ako razmatramo MIMO kanal s matricom dobitka u kanalu koja je poznata i odašiljaču i prijammniku onda označava rang matrice . Iz pravila linearne algebre o matricama, bilo koja matrica može se rastaviti na singularne (jedinične) vrijednosti (engl. Singular Value Decomposition - SVD) prema izrazu [57].

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (5.3)$$

pri čemu je matrica veličine , je matrica veličine , a je dijagonalna matrica veličine koja se sastoji od singularnih vrijednosti matrice tj. od elemenata . Osobina singularnih vrijednosti je da je kada je i -ta svojstvena vrijednost (engl. eigenvalue) od matrice jednaka , a (rang matrice) od ovih singularnih vrijednosti nije nula. Budući da ne može biti veći od broja stupaca ili redaka matrice , vrijedi relacija $\min(M_t, M_r)$. Kanali s visokom korelacijom među elementima matrice mogu primjerice dovesti do niskog ranga matrice .

Paralelno rastavljanje kanala dobiva se definiranjem transformacije na ulazu i izlazu kanala x i y pomoću pretkodiranja na odašiljaču i oblikovanja na prijarniku. Kod pretkodiranja na odašiljaču ulaz prema antenama x putem linearne transformacije postaje ulazni vektor x te vrijedi $x = V \tilde{x}$. Oblikovanje na prijarniku je množenje izlaza kanala y s matricom U , kao što je prikazano na Slici 5.2 [57].



Slika 5.2 Pretkodiranje kod odašiljanja i oblikovanje na prijarnu [57]

Pretkodiranje kod odašiljanja i oblikovanje na prijarnu pretvaraju MIMO kanal u N paralelnih SISO kanala s ulazima $\tilde{x}_i$ i izlazima $\tilde{y}_i$, a iz rastavljanja na singularne vrijednosti vrijedi [57]:

5.4

gdje je σ_i , a U je dijagonalna matrica singularnih vrijednosti od H s σ_i na i -toj dijagonali. Potrebno je imati na umu da množenje s U ne mijenja distribuciju šuma tj. N i $\tilde{N}$ imaju identičnu distribuciju. Zaključno, pretkodiranje na odašiljaču i prijarnu oblikovanje pretvaraju MIMO kanal u N paralelnih neovisnih kanala gdje i -ti kanal ima ulaz $\tilde{x}_i$, izlaz $\tilde{y}_i$, šum $\tilde{N}_i$ i dobitak u kanalu σ_i^2 .

$\tilde{x}_i$ su povezani jer su svi funkcija od $\mathbf{H}$, ali budući da se dobiveni paralelni kanali ne ometaju međusobno, ovakve kanale zovemo neovisni kanali povezani samo preko ograničenja ukupne snage. Slanjem neovisnih tokova podataka preko svakog od ovih paralelnih kanala, MIMO kanal može prenijeti N puta više podataka od sustava sa samo jednom odašiljačkom i prijarnom antenom. Pritom treba imati na umu da će performanse svakog pojedinog kanala ovisi o dobitku u

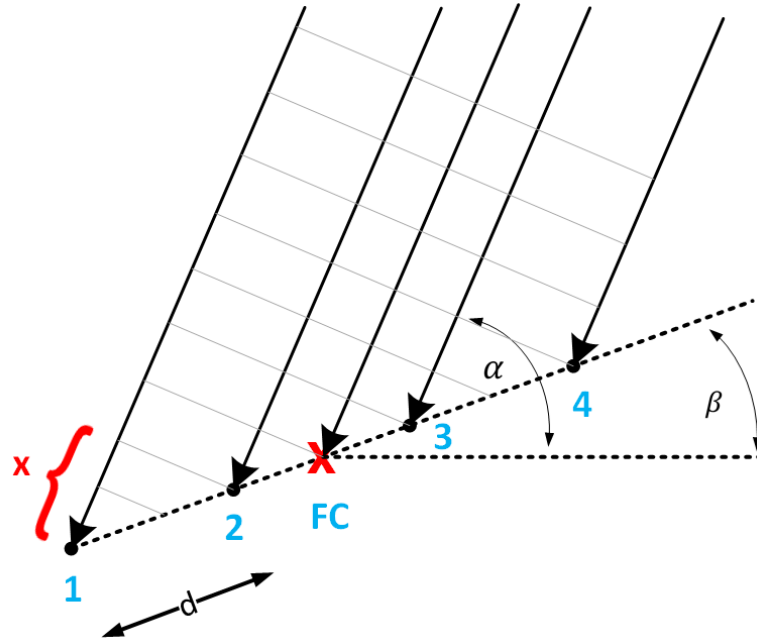
kanalu što će se u potpoglavlju 5.3. preciznije opisati u skladu sa Shannonovim kapacitetom MIMO kanala.

5.2. Poopćenje prijenosne matrica RT SISO kanala na MIMO model kanala

Algoritam za praćenje zraka (RT) podloga je determinističkog modela baziranog na entitetima zraka i kako je ranije naglašeno RT simulacije su u biti SISO tj. na mjestima odašiljača i prijarnika nalazi se samo jedno sučelje/antena.

Poopćenje odnosno proširenje SISO RT simulacija na MISO, SIMO ili MIMO slučaj može se napraviti pokretanjem dodatnih RT simulacija s pozicijom odašiljača i prijarnika pomaknutima za predviđene udaljenosti elemenata antenskog niza na oba kraja linka. Nedostatak ovakvog načina simuliranja je višestruko povećanje ionako visoke računalne složenosti zbog dugotrajnog računanja svih mogućih puteva između odašiljača i prijarnika. Dodatni nedostatak je i potreba ponavljanja postupka za bilo kakvu promjenu udaljenosti između antenskih elemenata MIMO antenskog niza.

Kako je tipično razmak između antene MIMO sustava razmjerno mali (maksimalno nekoliko valnih duljina) možemo pretpostaviti da postoje iste zrake (više-stazni putovi) za sve elemente niza. To znači da se snaga svake RT zrake može smatrati konstantom na svakom MIMO antenskom elementu, a isto vrijedi i za smjerove dolaska (DoA) i odlaska (DoD). Ono što se mijenja između antenskih elemenata je faza zrake, naravno uz pretpostavku ravnog vala, a to se može vidjeti na Slikama 5.3 [58] i 5.4 [59]. Fazni pomak između faznog centra niza i elemenata MIMO antene može se izračunati na temelju smjera dolaska (ili odlaska) i orijentacije elementa MIMO antene u odnosu na fazni centar.

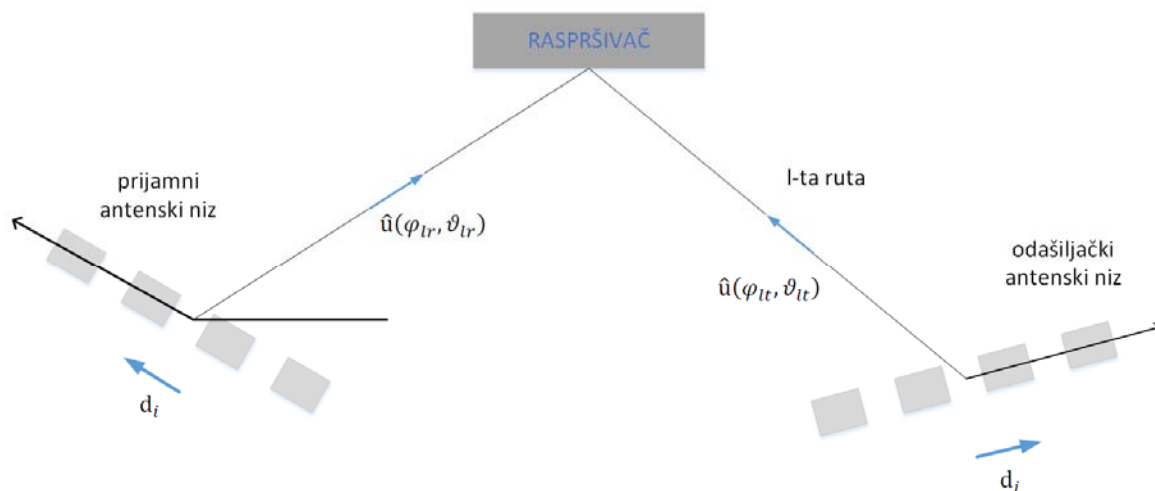


Slika 5.3 Prikaz uniformnog linearnog MIMO niza sa četiri antenska elementa [58]

Ako definiramo $\mathbf{r}_i$ i $\mathbf{r}_j$ kao 3D vektore pomaka određenog antenskog elementa odašiljača i prijamnika te mjerimo pomak počevši od RT lokacija odašiljača i prijamnika, korekcija faze za svaku zraku je definirana formulom [59]:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi}{\lambda} (\mathbf{r}_i \cdot \mathbf{u} - \mathbf{r}_j \cdot \mathbf{u}), \quad (5.5)$$

gdje $\mathbf{u}$ predstavlja jedinični vektor u zadanom smjeru prostornog kuta. Prikaz se vidi na Slici 5.4.



Slika 5.4 Prikaz vektora 3D pomaka za antenski niz [59]

I na ovom primjeru je bitno voditi računa o smjeru odlaska i dolaska i biramo da je smjer odlaska od odašiljača prema prijamniku u smjeru zrake, a smjer dolaska obrnuto tj. od prijamnika do odašiljača u smjeru zrake. Navedena formula (5.5) vrijedi jer je skalarni umnožak jednak apsolutnim vrijednostima i kosinusu kuta (negativan za kutove veće od $\pi/2$) i zato što je faza bližeg elementa uvijek viša od faze daljnjeg elementa.

Kako smo iz prethodnog poglavlja utvrdili smo da je prijenosna funkciju za pojedini RT simulirani slučaj rasprostiranja [52]:

$$\mathbf{H}_{lr} = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{lr}^{(l)} \quad (5.6)$$

te onda konačno možemo napisati izraz za pojedinačni element MIMO matrice [52]:

$$H_{lr}^{(l)} = \sum_{j=1}^J \sum_{i=1}^I e^{-j\phi_{lr}^{(l)}(d_j, d_i)} \quad (5.7)$$

gdje su e_i i e_j redom dijagrami zračenja j -te prijamne antene te i -te odašiljačke antene.

5.2.1. Implementacija modela

U samoj implementaciji modela temeljenog na entitetima zraka procedura je sljedeća, a u skladu s formulom (5.7) i uz pretpostavku da je prethodno izvršena RT simulacija sa definiramo snagom te da je izvršeno enkodiranje u entitete zraka, definiranu matricu vidljivosti kao i da je izvršeno dekodiranje u zrake za željenu rutu ili točku:

1. Potrebno je definirati broj antena na prijamniku i odašiljaču. Pozicija pojedinog antenskog elementa se zadaje vektorom od faznog centra antenskog sustava (niza)
2. Zatim je potrebno za svaku poziciju antenskih elemenata odrediti antenu (tip i položaj u prostoru) koja se na toj poziciji nalazi. To određenje se sastoji od odabira antene te njene zakrenutosti u odnosu na referentni položaj, a implementira se putem adekvatno zakrenutog dijagrama zračenja antene (koji uključuje polarizacijske osobine)
3. Iz enkodiranih entiteta i matrice vidljivosti dekodiramo za zadane točke proizvoljne rute sve zrake u tim točkama u vidu 4 koeficijenta Jonesove matrice J te podatke o smjeru odlaska (DoD) i dolaska (DoA) kao i duljinu zrake
4. Sljedeći korak je množenje sa faktorom $e^{-j\beta r}$ te korekcija faze za faktor $e^{j\phi}$ za poznatu duljinu zrake
5. Zatim za pojedini element MIMO antenskog niza, te u okviru njega za svaku zraku u pojedinoj točki rute (kada završimo prelazimo na sljedeću točku rute) slijedi množenje s dijagramom zračenja prijamne antene e_{rx} u DoA smjeru i dijagramom zračenja odašiljačke antene e_{tx} u DoD smjeru rezultat čega je jedan kompleksni "podkoeficijent" doprinosa ukupnom koeficijentu H matrice. Ako svi elementi prijamnog ili odašiljačkog niza koriste istu antenu identično orijentiranu onda se radi samo jedna operacija za pojedinu zraku.
6. Sada se za pojedini element MIMO antenskog niza računa efektivni fazni pomak (zbog pomaka u odnosu na fazni centar) dodavanjem razlike faze ravnog vala što je zbog utjecaja odašiljačkih antenskih elemenata množenje s $e^{-j\beta \mathbf{r}_{\text{tx}} \cdot \mathbf{u}_{\text{DoD}}}$, a zbog utjecaja prijamnih antenskih elemenata množenje s $e^{-j\beta \mathbf{r}_{\text{rx}} \cdot \mathbf{u}_{\text{DoA}}}$. Za izračun se koriste DoD vektor $\mathbf{u}_{\text{DoD}}$, te DoA vektor $\mathbf{u}_{\text{DoA}}$.
7. Za pojedinu točku rute se zbrajaju prijenosne MIMO matrice svih zraka, dobivene prethodnim koracima.

8. Kretanjem po ruti točku po točku po prethodno definiranoj gustoći (broju točaka rute) dobivamo odziv MIMO kanala za bilo koju proizvoljnu rutu na željenom enkodiranom području.

5.3. Kapacitet MIMO kanala

Kada govorimo o kapacitetu govorimo o Shannonovom kapacitet MIMO kanala, koji je jednak maksimalnoj brzini prijenosa podataka preko kanala s proizvoljno malom vjerojatnošću pogreške. Kapacitet koji se definira u odnosu na prekid (propad – engl. outage) komunikacije definira maksimalnu brzinu prijenosa preko kanala s nekom vjerojatnošću prekida koja nije nula. MIMO kanal na kojemu se bazira ovaj rad pretpostavit će se da prijatelj poznaje prijenosu matricu kanala $\mathbf{H}$.

Za jednodimenzionalni sustav s jednom antenom na odašiljaču i jednom antenom na prijatelju, kapacitet kanala u bitovima u sekundi po Hertzu (bit/s/Hz) dan je izrazom [8]:

$$\log_2(1 + |h|^2) \quad (5.8)$$

gdje je $|h|^2$ omjer signala i šuma na prijateljskoj anteni, a h je dobitak kanala. Za visoke odnose signala i šuma, povećanje snage za 3 dB povećava kapacitet kanala za 1 bit/s/Hz. Za sustav s diverzitetom u odašiljanju i odašiljačkih antena, jednolikom podjelom snage između svih antena dobiva se kapacitet kanala u skladu s jednačom [8]:

$$\log_2(1 + \sum_{i=1}^M |h_i|^2) \quad (5.9)$$

Kapacitet kanala je očito povećan, iako relativno polako raste s M zbog brzine porasta logaritamske funkcije. Kapacitet kanala za slučaj s prijateljskim diverzitetom i N prijateljskih antena je nešto viši jer se snaga ne treba više dijeliti između kanala [8]:

$$\log_2(1 + \sum_{i=1}^M |h_i|^2 + \sum_{j=1}^N |g_j|^2) \quad (5.10)$$

Ukoliko je kanal poznat i na odašiljaču najbolji kapacitet kanala se postiže ako se snaga distribuira između prostornih kanala proporcionalno veličini odgovarajuće svojstvene vrijednosti, tako da dobri kanali dobiju veću snagu. Ovo rješenje zove se tzv. „punjenje vodom“ (engl. water-filling) i kapacitet se definira formulom:

$$\max_{\Sigma} \log 1 \quad 5.11$$

Ukoliko ovo nije moguće i kanal je poznat samo na prijatelju, najbolje rješenje je jednolika raspodjela snage između antena što rezultira ulaznoj matricom kovarijance jednako skaliranoj jediničnoj matrici — . Za sustav sa Za -odašiljača i - prijatelja kapacitet je

$$\log \quad \text{—} \quad 5.12$$

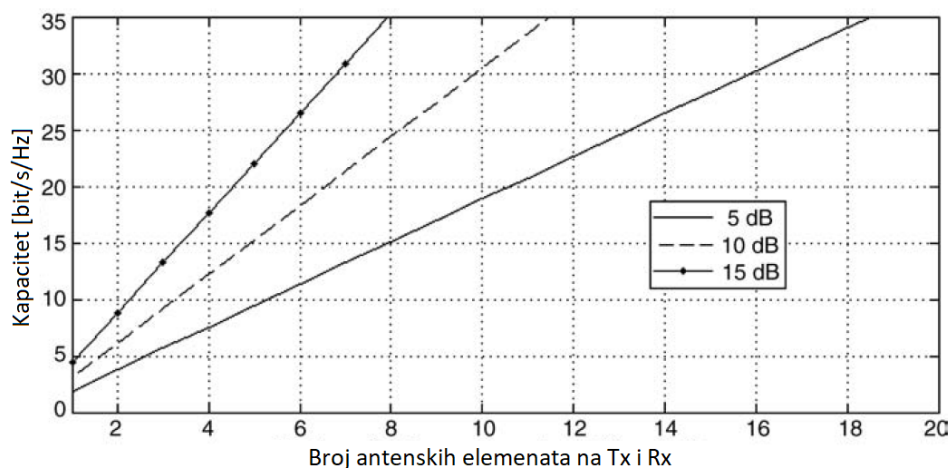
a korištenjem SVD od $\mathbf{H}$ to se može izraziti formulom:

$$\log 1 \quad \text{—} \quad 5.13$$

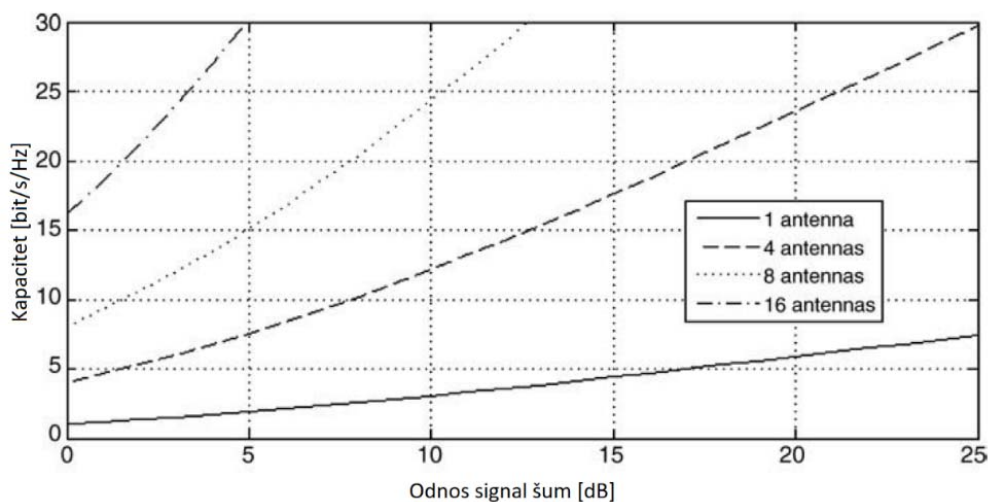
gdje je , / , a je broj singularnih vrijednosti od $\mathbf{H}$ koje nisu nula.

Iz ovih izraza se jasno vidi da kapacitet MIMO kanala raste s veličinom i brojem svojstvenih vrijednosti koje nisu nula. Uz uvjet da je veličina ovih svojstvenih vrijednosti značajna, rezultat u izrazima (5.12) i (5.13) sugerira da kapacitet raste linearno s $\min$, , a ne za svako povećanje odnosa signal/šum za 3 dB da kapacitet logaritamski raste za t [bit/s/Hz].

Koristeći prethodne izraze, MIMO kapacitet se može numerički ispitati za bilo koju konfiguraciju kanala. Za primjer ćemo uzeti pretpostavku da su pojedinačni elementi matrice kanala nekorelirane kompleksne Gaussove slučajne varijable sa srednjom vrijednošću nula i jediničnom varijancom, kako bi se simulirali nekorelirani Rayleighovi kanali između svih parova elemenata. Za ovaj se slučaj može ispitati i srednji kapacitet [60] da bi se dobio dojam ukupnog kapaciteta sustava u usporedbi sa SISO slučajem.



Slika 5.5 Odnos srednjeg kapaciteta MIMO kanala i jednakog broja antena na oba kraja linka za odnos signal šum $\bar{\gamma}$ od 5, 10 i 15 dB [8]



Slika 5.6 Odnos srednjeg kapaciteta MIMO kanala i odnosa signal šum za 1, 4, 8 i 16 antena na obje strane linka [8]

Veliki dobici kapaciteta nisu mogući ukoliko nisu zadovoljene pretpostavke nekoreliranog i neovisnog MIMO kanala s jednakom snagom raspršivača, pri čemu je ključna distribucija svojstvenih vrijednosti matrice kanala. Ukoliko svi $N \times M$ putovi od odašiljača do prijamnika imaju nekorelirani fading i jednak srednji dobitak, tada matrica kanala ima puni rang i postoji cijeli skup $t \leq \min(M, N)$ svojstvenih vrijednosti jednake veličine, čime se maksimizira kapacitet kanala.

Za razliku od sustava koji skreću zrake (beamforming), MIMO sustavi imaju najveći kapacitet i performanse u okruženjima s puno višestaznih komponenti gdje raspršene (ili ekvivalentno difraktirane/reflektirane) komponente idu od odašiljača u širokom rasponu kutova, raspršene su široko u prostoru, miješaju se zajedno te dolaze na prijamnik u sličnom širokom rasponu kutova. Ako su zrake od odašiljačke antene prema dva prijamna elementa raspršene od strane dva gotovo identična raspršivača, postoji korelacija koja proizvodi linearnu ovisnost između dva retka matrice raspršenja. Jedna od svojstvenih vrijednosti zato postaje nula te se efektivni broj neovisnih kanala smanjuje za jedan.

5.3.1 Kapacitet MIMO kanala temeljenog na entitetima zraka

Kapacitet MIMO kanala temeljenog na entitetima zraka bit će izračunat u skladu s formulom (5.12) za koju je bitno poznavati broj odašiljača i prijamnika, odnos signal šum i naravno prijenosnu matricu. Prijenosnu matricu računamo u skladu sa procedurom implementacije modela u poglavlju 5.2.1.

Odabrana je testna ruta koja prolazi kroz cijelu matricu vidljivosti kako bi bila reprezentativna za okruženje. Testnu rutu moguće je vidjeti na Slici 5.7a. Na Slici 5.7b prikazana je prijamna snaga mjerena u dBW za testnu rutu. Prosječna snaga na ruti je -74 dBW, ali mi ćemo raditi sa pretpostavkom da je prosječna snaga -75dBW te će biti prikazan MIMO kapacitet za slučajeve kada je šum na -80dBW, -85dBW te na -95dBW, odnosno kada imamo odnosno signal/šum (SNR) od 5 dB, 10 dB i 20 dB.

Komparacija se može vidjeti i u tablicama 5.1 i 5.2 te u skladu s formulom kapacitet u bit/s/Hz raste sa porastom odnosa signal/šum kao i sa brojem elemenata antenskog niza.

Tablica 5.1 Prikaz maksimalnog, minimalnog i prosječnog kapaciteta na ruti za odnos signal/šum (SNR) od 5 dB, 10 dB i 20 dB za 2x2 MIMO antenski niz

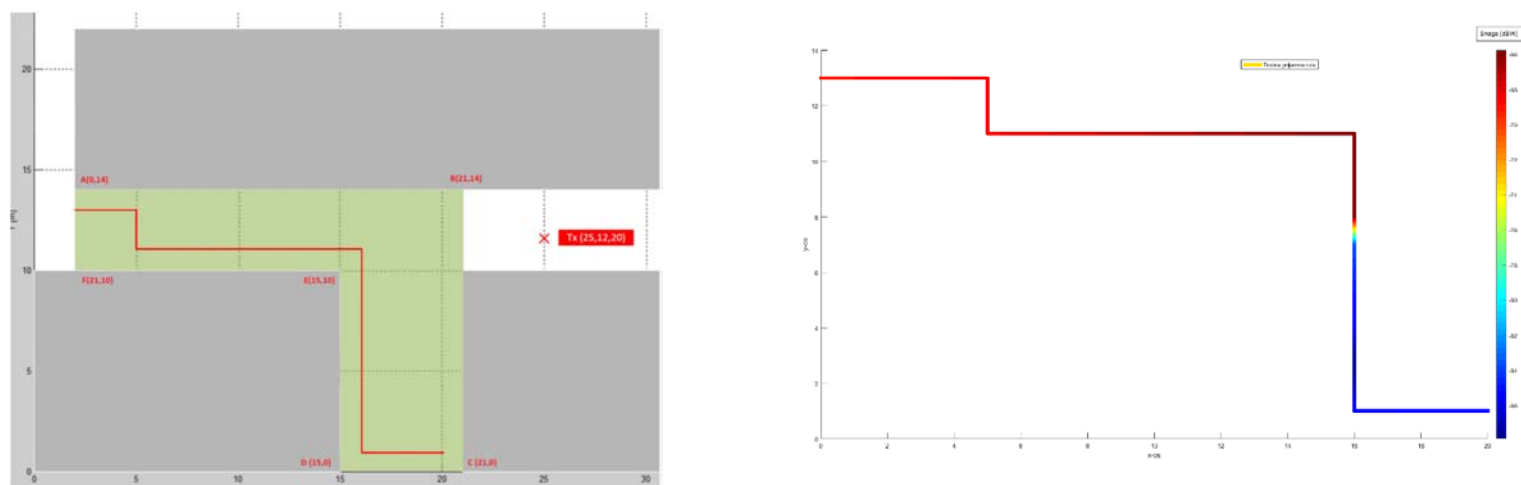
MIMO antenski niz 2x2			
<i>Odnos signal/šum</i>	SNR 5 dB	SNR 10 dB	SNR 20 dB
<i>Maksimalni kapacitet</i>	9,03	12,22	18,80
<i>Minimalni kapacitet</i>	0,53	1,27	4,20
<i>Prosječni kapacitet</i>	4,12	6,41	11,96

Tablica 5.2 Prikaz maksimalnog, minimalnog i prosječnog kapaciteta na ruti za odnos signal/šum (SNR) od 5 dB, 10 dB i 20 dB za 4x4 MIMO antenski niz

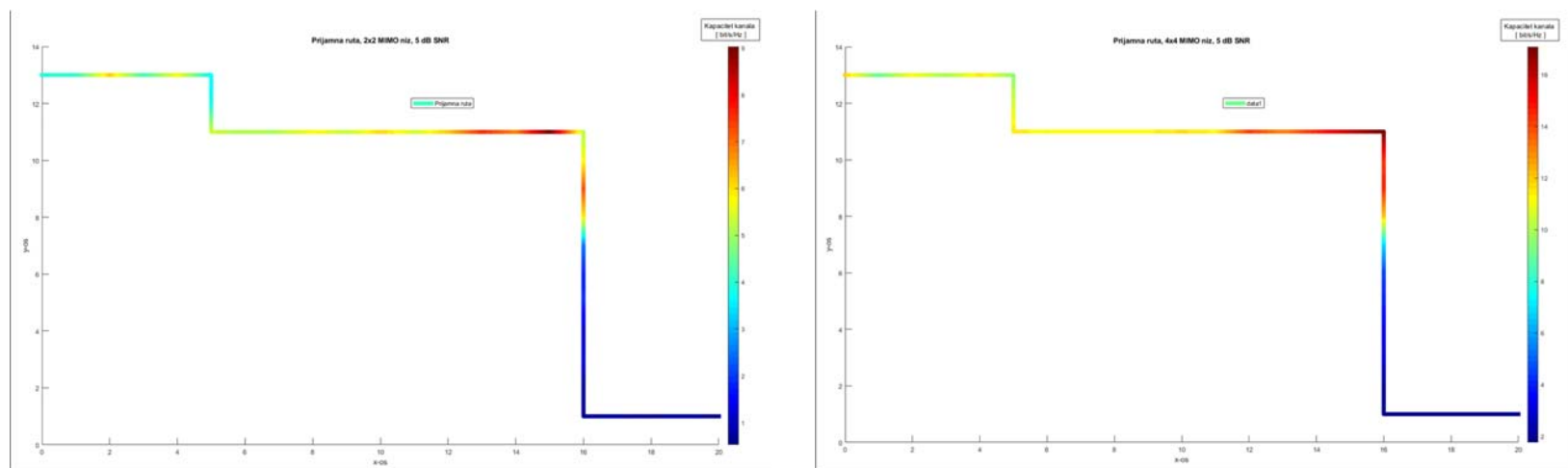
MIMO antenski niz 4x4			
<i>Odnos signal/šum</i>	SNR 5 dB	SNR 10 dB	SNR 20 dB
<i>Maksimalni kapacitet</i>	17,08	23,23	36,28
<i>Minimalni kapacitet</i>	1,76	3,15	6,94
<i>Prosječni kapacitet</i>	9,13	13,25	23,13

Na sljedeće dvije stranice dan je grafički prikaz MIMO kapaciteta na testnoj ruti i to:

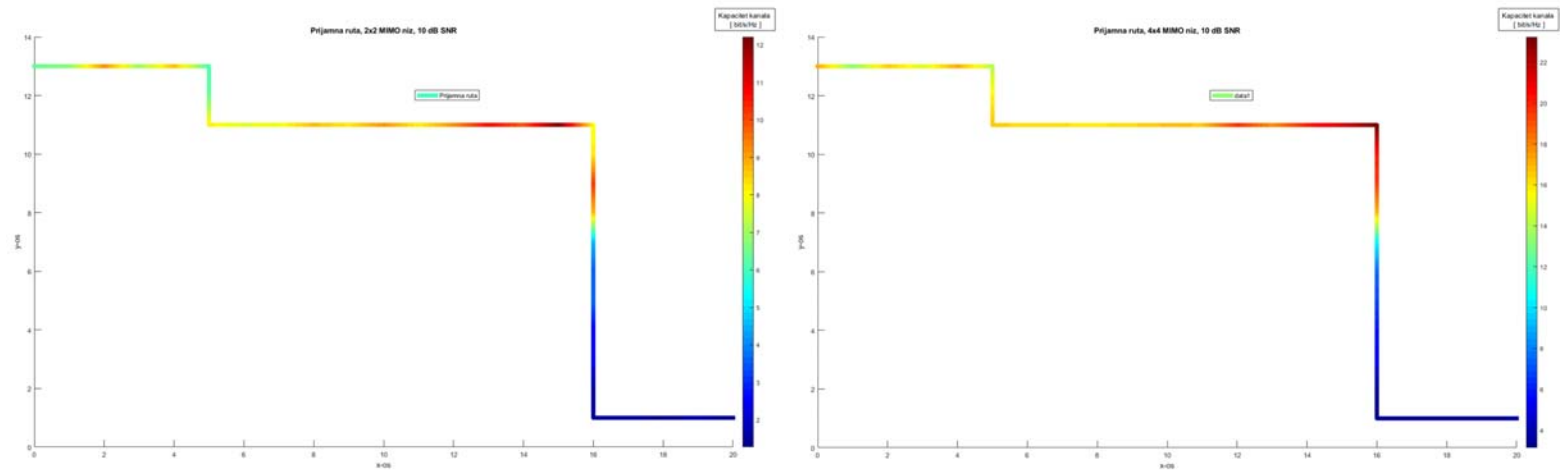
- ³⁵₁₇ Slika 5.8 daje kapacitet za SNR od 5dB pri čemu a) prikazuje 2x2 MIMO a b) 4x4 linearni MIMO antenski niz
- ³⁵₁₇ Slika 5.9 daje kapacitet za SNR od 10dB pri čemu a) prikazuje 2x2 MIMO a b) 4x4 linearni MIMO antenski niz
- ³⁵₁₇ Slika 5.10 daje kapacitet za SNR od 20dB pri čemu a) prikazuje 2x2 MIMO a b) 4x4 linearni MIMO antenski niz



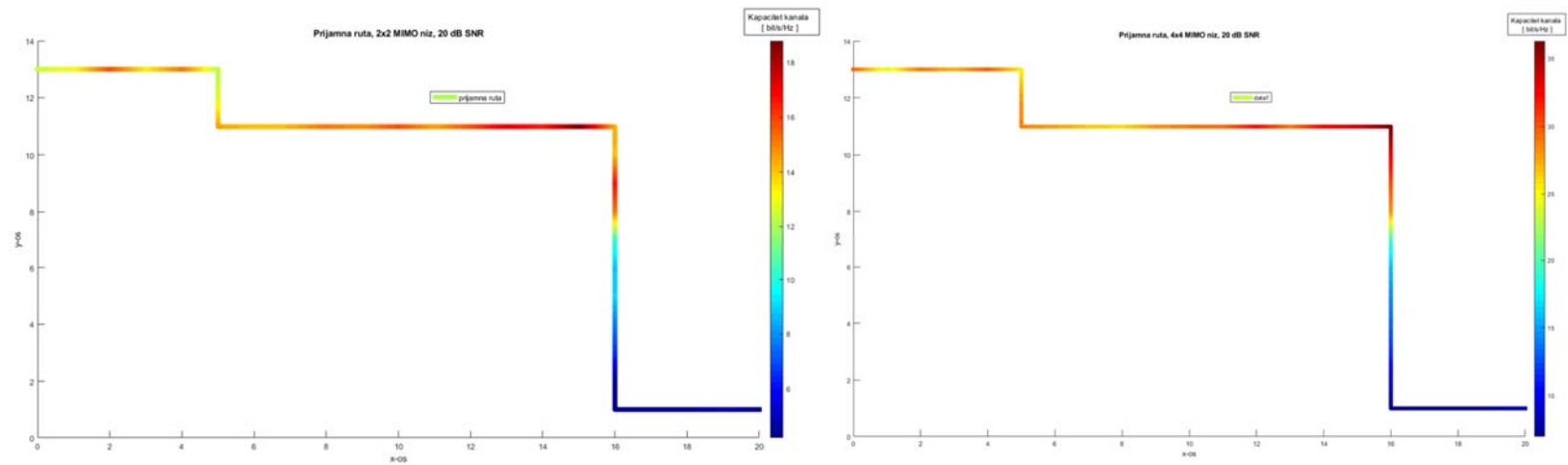
Slika 5.7a Prikaz testnog RT simuliranog okruženja sa prikazom rute (crveno) i prikaz razine prijamne snage na ruti [dBW]



Slika 5.8 Kapacitet kanala za prijamnu rutu uz SNR od 5 dB i a) 2x2 antenski niz i b) 4x4 antenski niz



Slika 5.9 Kapacitet kanala za prijamnu rutu uz SNR od 10 dB i a) 2x2 antenski niz i b) 4x4 antenski niz



Slika 5.10 Kapacitet kanala za prijamnu rutu uz SNR od 20 dB i a) 2x2 antenski niz i b) 4x4 antenski niz

5.4. Proizvoljna rotacija antena u globalnim koordinatama za modele radijskog kanala temeljene na entitetima zraka

Problem proizvoljne

3D rotacije antena nije nov i obrađen je iz više kutova u sljedećim radovima [61] [62] [63] [64] [65]. Ovdje je isti problem razrađen za vrlo specifičnu primjenu: implementaciju proizvoljne antene u proizvoljnom položaju za okruženje koje je prethodno RT uzorkovano/simulirano. Krajnja primjena je rotiranje dijagrama zračenja antene, rezultat čega je rotirani dijagram zračenja u sfernim koordinatama što omogućuje uporabu rotiranih antena za dobivanje prijenosne matrice RT simuliranog MIMO radijskog kanala [52].

5.4.1. Prijenosna matrica RT simuliranog MIMO radijskog kanala

U ranijem radu [52], element prijenosne matrice RT simuliranog MIMO radijskog kanala definira se u skladu s (5.7) kao:

$$\sum_{l=1}^L e^{-j\mathbf{d}_i \cdot \mathbf{u}_l} e^{j\mathbf{d}_j \cdot \mathbf{u}_l} \quad (5.14)$$

Sa sljedećim oznakama:

- ³⁵₁₇ L je broj višestaznih zraka koje od odašiljača dolaze do prijarnika
- ³⁵₁₇ i je indeks antene na strani odašiljača
- ³⁵₁₇ j je indeks antene na strani prijarnika
- ³⁵₁₇ l je indeks RT zrake
- ³⁵₁₇ λ je valni broj
- ³⁵₁₇ λ_0 je valna duljina na radnoj frekvenciji
- ³⁵₁₇ r_l je duljina l-te zrake
- ³⁵₁₇ $\mathbf{d}_i$ je vektor pomaka za i-tu antenu odašiljača (pomak iz faznog centra)
- ³⁵₁₇ $\mathbf{d}_j$ je vektor pomaka za j-tu antenu na prijarniku (pomak iz faznog središta);
- ³⁵₁₇ $\mathbf{u}_l$ je jedinični vektor odlaznog kuta za l-tu zraku, usmjeren od odašiljača
- ³⁵₁₇ $\mathbf{u}_l$ je jedinični vektor dolaznog kuta za l-tu zraku, usmjeren od prijarnika

³⁵₁₇ J_l je 2x2 Jonesova matrica koja opisuje promjenu prigušenja i polarizacije l-te zrake zbog uvjeta rasprostiranja uzduž rute.

³⁵₁₇ e je dijagram zračenja kompleksnog polja j-te prijamne antene u smjeru dolaznog kuta l-te zrake i to je zapravo stupac-vektor : e , , koji se sastoji ϑ i ϕ komponenti dijagrama zračenja

³⁵₁₇ e je dijagram zračenja kompleksnog polja i-te odašiljačke antene u smjeru odlaznog kuta l-te zrake i to je zapravo stupac-vektor , , koji se sastoji ϑ i ϕ komponenti dijagrama zračenja

Pretpostavka za daljnja razmatranja je da radimo s poznatim dijagramom zračenja kompleksnog električnog polja koji je kutno uzorkovan u nekom fiksnom koordinatnom sustavu. Obično se uzima koordinatni sustav koji je poravnat s glavnim osima simetrije antene.

5.4.2. Definicija izvornog i ciljanog formata dijagrama zračenja

Iako se u jednadžbi (5.14) razmatraju antene s obje strane radijskog kanala, sva daljnja razmatranja u ovom potpoglavlju će se odnositi samo na jednu antenu. Rotacija dijagrama zračenja jedne antene se mogu primijeniti na odašiljačku ili prijamnu antenu.

Za izvorni (inicijalni) format dijagrama zračenja antene, pretpostavit ćemo sljedeće:

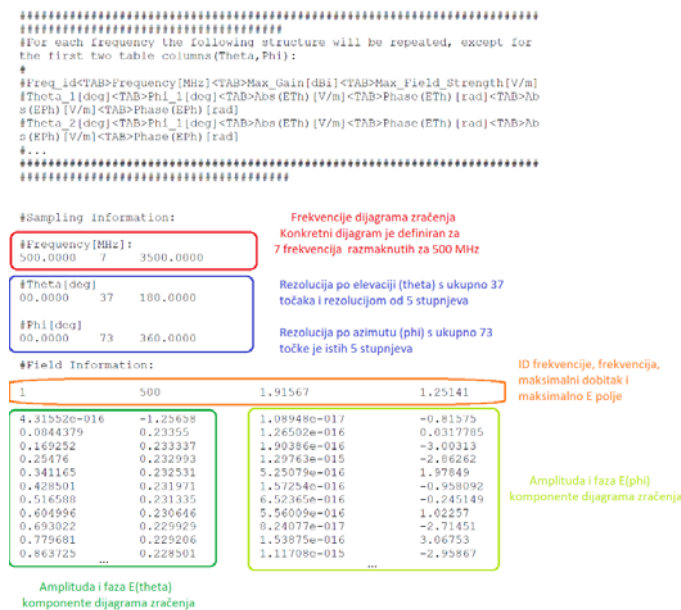
1. Da se radi o dijagramu zračenja električnog (E) polja
2. Da je dijagram zračenja prikazan u sfernom koordinatnom sustavu gdje se azimutalni kut definira kao ϕ u rasponu $0 \leq \phi < 2\pi$, a polarni/elevacijski kut kao ϑ u rasponu $0 \leq \vartheta \leq \pi$
3. Da je dijagram zračenja povezan s geometrijom antene
4. Da su vrijednosti polja dane za definiranu rezoluciju i definirane uzorkovane kutne koordinate. Vrijednost polja za proizvoljne kutne koordinate moguće je dobiti interpolacijom između susjedne četiri definirane vrijednosti.
5. Da uzorkovane kutne koordinate ne moraju, ali mogu biti jednako udaljene. Za tipičan dijagram zračenja se ne radi o istoj udaljenosti tj. udaljenosti su manje bliže „polovima“, a veće kod „ekvatora“. Polovi odgovaraju polarnom kutu 0 tj. $\vartheta = 0$, a ekvator polarnom kutu $\vartheta = \pi/2$

6. Da dijagram zračenja daje amplitudu i fazu za θ komponentu i za ϕ komponentu, što omogućuje zapis proizvoljne polarizacije
7. Da je dijagram zračenja zadan na određenoj frekvenciji ili za više određenih frekvencija. Interpolacija je moguća za proizvoljnu frekvenciju.
8. Da je snaga dijagrama zračenja normalizirana, tj. da vrijedi:

$$\iint_{\Omega} |E(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi = 1 \quad (5.15)$$

gdje su $E(\theta, \phi)$ i $E(\phi, \theta)$ kompleksne komponente dijagrama zračenja električnog polja.

Ukupna rotacija antene bit će definirana kroz tri uzastopne rotacije oko tri glavne osi koordinatnog sustava. Konačni oblik rotiranog dijagrama zračenja bit će jednak početnom obliku dijagrama, u odnosu na prethodno navedene točke od 1 do 8. Valja imati na umu da se rotacijom postiže da originalne točke dijagrama zračenja neće biti na jednakoj udaljenosti u niti jednom smjeru.



Slika 5.11 Prikaz tipičnog 3D dijagrama zračenja zadanog u sfernim koordinatama, koji se koristi za 3D simulator za slijeđenje zrake razvijen na Sveučilištu u Bologni [1]

5.4.3. Koordinatni sustav

Dijagram zračenja električnog polja u dalekom polju uvijek je okomit na smjer kretanja EM vala, odnosno ima samo komponente u smjerovima $\hat{\theta}$ i $\hat{\phi}$, koji su i međusobno okomiti [66]. Dijagram zračenja električnog polja može se napisati kao linearna kombinacija svojih okomitih kompleksnih komponenti:

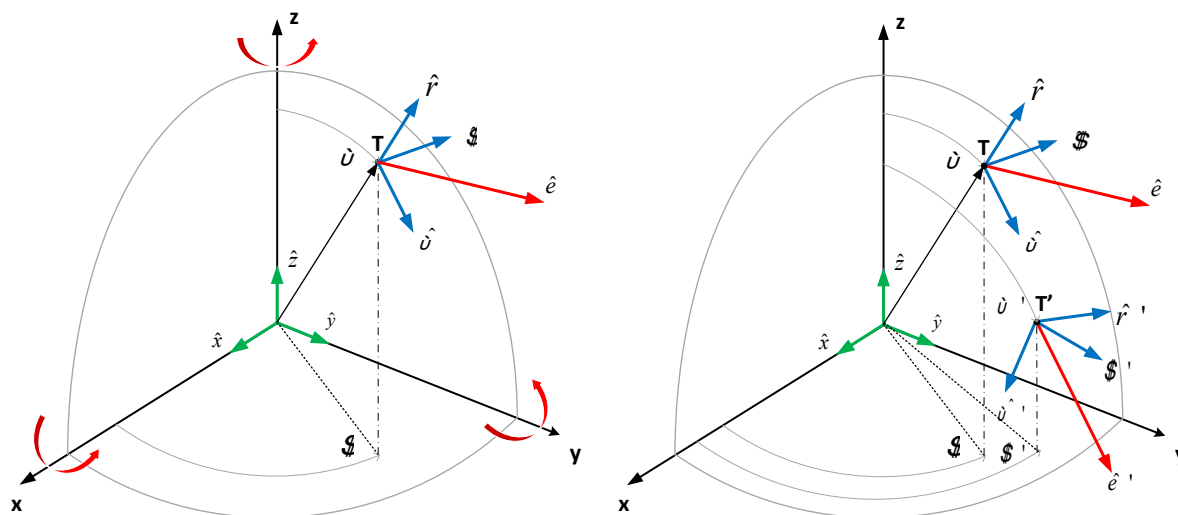
$$\mathbf{E} = E_{\theta} \hat{\theta} + E_{\phi} \hat{\phi}, \quad (5.16)$$

gdje $\hat{\theta}$ i $\hat{\phi}$ označavaju θ -usmjereni i ϕ -usmjereni jedinični vektor. Oba jedinična vektora se mijenjaju promjenom njihove θ , ϕ pozicije. Formulu (5.16) zato možemo napisati na sljedeći način:

$$\mathbf{E} = E_{\theta} \hat{\theta} + E_{\phi} \hat{\phi} = E_{\theta} \sin \theta \hat{\phi} + E_{\phi} \sin \theta \hat{\theta} \quad (5.17)$$

Smjer rasprostiranja, koji je također potrebno rotirati, može se prikazati s jediničnim vektorom $\hat{r}$ koji je povezan s određenim θ , ϕ koordinatama formulom:

$$\hat{r} = \sin \theta \hat{\theta} + \cos \theta \hat{\phi} \quad (5.18)$$



Slika 5.12 Prikaz sfernih koordinata točke T izraženih preko kutova θ i ϕ . Prva slika prikazuje jedinične vektore $\hat{x}$, $\hat{y}$, $\hat{z}$ u kartezijevim koordinatama, jedinične vektore $\hat{r}$, $\hat{\theta}$, $\hat{\phi}$ u sfernim koordinatama kao i

rezultantno jedinično električno polje $\hat{e}$ prije rotacije. Druga slika prikazuje rotirane jedinične vektore $\hat{e}'$, $\hat{e}_x$, $\hat{e}_y$ kao i rezultantno jedinično električno polje $\hat{e}$ nakon rotacije

Budući da je rotacija oko pojedine osi značajno jednostavnija u pravokutnim koordinatama, potrebno je moći prikazati vektor električnog polja dijagrama zračenja $\mathbf{e}$ i jedinični vektor smjera $\hat{a}$ u pravokutnim (kartezijevim) koordinatama.

Vektor električnog polja dijagrama zračenja $\mathbf{e}$, koji je zadan za određeni smjer $\hat{a}$, tj. smjer $\hat{a}$, izražava se u kartezijevim koordinatama pomoću sfernih ortogonalnih komponenti e_θ , e_ϕ i e_r . U daljnjem tekstu ćemo izostaviti njihovu r -ovisnost zbog kraćeg zapisa:

$$\mathbf{e} = e_\theta \sin \theta \cos \phi \hat{e}_\theta + e_\theta \sin \theta \sin \phi \hat{e}_\phi + e_r \cos \theta \hat{e}_r \quad (5.19)$$

$\hat{a}$ je:

$$\hat{a} = \sin \theta \cos \phi \hat{e}_\theta + \sin \theta \sin \phi \hat{e}_\phi + \cos \theta \hat{e}_r \quad (5.20)$$

Formule (5.19) i (5.20) proizlaze iz dobro poznate formule koja povezuje sferne i kartezijeve koordinate:

$$\hat{a} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{e}_\theta \\ \hat{e}_\phi \\ \hat{e}_r \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

Transformacija izvornog dijagrama zračenja električnog polja $\mathbf{e}$ u rotirani dijagram zračenja $\mathbf{e}'$ i transformacija iz smjera $\hat{a}$ u rotirani smjer $\hat{a}'$, u kartezijevim koordinatama se radi množenjem tih vektora s lijeva sa rotacijskim matricama za određenu os. Za generalnu rotaciju potrebne su tri uzastopne rotacije oko najmanje dvije različite osi [67]. Rotacijske matrice za rotaciju oko x, y i z osi su [68]:

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \alpha & \sin \alpha \\ 0 & \sin \alpha & \cos \alpha \end{pmatrix} \quad (5.22)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \beta & 0 & \sin \beta \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin \beta & 0 & \cos \beta \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

$$\begin{pmatrix} \cos \alpha & \sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.24)$$

Ako su α, β, γ kutovi pozitivni, matrice izvide rotaciju oko svoje osi u pozitivnom smjeru (suprotnom od smjera kazaljke na satu), ako se promatraju uzduž odgovarajuće osi rotacije od + smjer prema - smjeru.

Očito je da se uzastopne rotacije dobiju uzastopnim množenjem s odgovarajućim rotacijskim matricama s lijeve strane. Konačna rotacijska matrica dobiva se množenjem više pojedinačnih matrica. Ukoliko se primjerice, prvo provodi rotacija oko x osi, y osi pa z osi, konačna rotacijska matrica se dobiva na sljedeći način:

$$R = R_z R_y R_x \quad (5.25)$$

5.4.4. Algoritam za dobivanje rotiranog dijagrama zračenja

Ovaj se algoritam sastoji od nekoliko koraka:

1. Inicijalni dijagram zračenja $\mathbf{e}$ mora se izraziti u kartezijevim koordinatama kako se vidi u (5.19)
2. Tako izraženi $\mathbf{e}$ je u svom matričnom obliku (jedan stupac) pomnožen s lijeve strane sa rotacijskom matricom $\mathbf{R}$, kako bi se dobio $\mathbf{e}'$, ali u kartezijevim koordinatama.

Za pretvaranje $\mathbf{e}'$ u sferne koordinate potrebno je izračunati novi rotirani smjer rasprostiranja $\hat{e}'$, te onda iz ovog smjera nove kutove α' i β' .

3. Od $\hat{e}'$ izraženog u kartezijevim koordinatama, koristeći izraz (5.20) i imajući u vidu da je $\sin \alpha \geq 0$, kutovi α' i β' mogu se izračunati kao:

$$\alpha' = \arccos \left(\frac{e'_x}{|\mathbf{e}'|} \right) \quad (5.26)$$

$$\beta' = \arctan2 \left(\frac{e'_y}{e'_x}, \frac{e'_z}{e'_x} \right) \quad (5.27)$$

u skladu s izrazom (5.21) vrijedi sljedeće:

$$\cos \alpha' = \frac{e'_x}{|\mathbf{e}'|}, \quad \sin \alpha' = \frac{\sqrt{e'^2_y + e'^2_z}}{|\mathbf{e}'|} \quad (5.28)$$

$$\tan \beta' = \frac{e'_y}{e'_x}, \quad \cos \beta' = \frac{e'_x}{\sqrt{e'^2_x + e'^2_y}}, \quad \sin \beta' = \frac{e'_y}{\sqrt{e'^2_x + e'^2_y}} \quad (5.29)$$

4. Konačno, dobivamo odgovarajući rotirani dijagram zračenja električnog polja kao:

$$\begin{pmatrix} e'_x \\ e'_y \\ e'_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta' \cos \phi' \\ \cos \theta' \sin \phi' \\ \sin \theta' \end{pmatrix} \quad (5.30)$$

gdje su komponente dijagrama zračenja dobivene skalarnim produktom, ali u kartezijevim koordinatama:

$$\begin{pmatrix} e'_x \\ e'_y \\ e'_z \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta' \cos \phi' \\ \cos \theta' \sin \phi' \\ \sin \theta' \end{pmatrix} = \cos \theta' \quad (5.31)$$

$$\begin{pmatrix} e'_x \\ e'_y \\ e'_z \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \sin \theta' \cos \phi' \\ \sin \theta' \sin \phi' \\ \cos \theta' \end{pmatrix} = \sin \theta' \quad (5.32)$$

5.4.5. Problem interpolacije rotiranog kuglastog dijagrama zračenja i rješenje u vidu novog algoritma

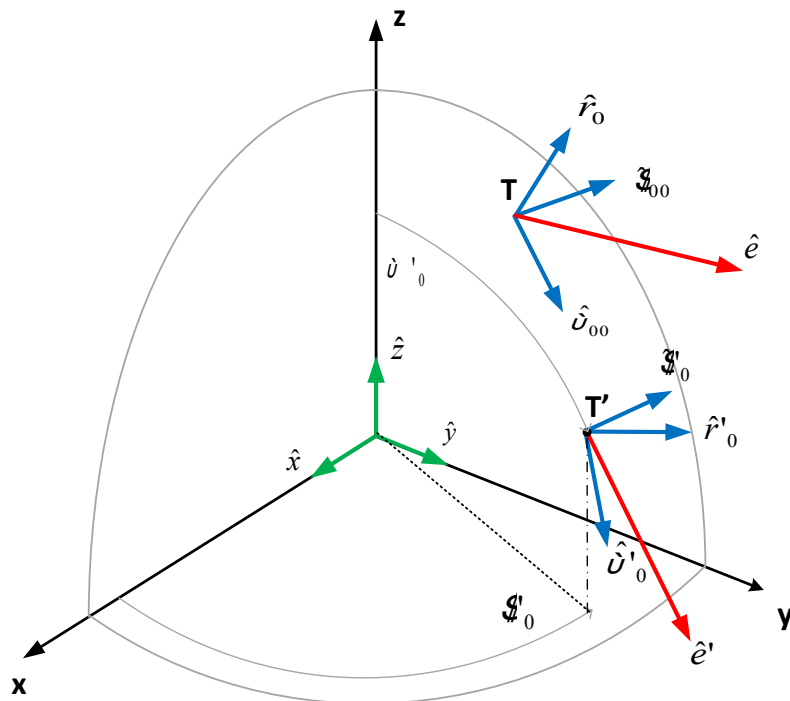
U većini slučajeva 3D dijagram zračenje definiran je podacima o električnom polju dvije ortogonalne komponente koje su definirane po kutnim koordinatama (θ, ϕ) . Ove točke podataka nisu jednako udaljene na sferi jer su gušće raspoređene na polovima (oko $\theta = 0$ i 180°), a rjeđe su raspoređene na ekvatoru (oko $\theta = 90^\circ$).

Budući da je za potrebe modela kanala potrebno dobiti podatke za proizvoljne kutove odlaska ili dolaska, nužno je koristiti interpolaciju između susjednih točaka na sferi definiranih izvornim dijagramom zračenja. U slučaju izvornog dijagrama zračenja, kada su podaci ravnomjerno raspoređeni uzduž sfernih koordinata interpolacija je trivijalna. Međutim, nakon zakretanja dijagrama zračenja, raspored definiranih točaka dijagrama zračenja je mnogo je nepravilniji jer se cijeli uzorkovani skup točaka zakreće te će točke primjerice biti gušće kod rotiranih pozicija pola, a rjeđe kod rotiranih pozicija ekvatora.

Kako bi se izbjeglo upravljanje novim smjerovima uzoraka dijagrama zračenja, njihovo preslagivanje te provedba interpolacije, u ovom se radu razrađuje novi pristup u kojem se počinje s uzorcima rotiranog dijagrama zračenja koji se popularaju računskim operacijama i rotiranjem unatrag te posljedično čitanjem vrijednosti direktno iz originalnog dijagrama zračenja.

U ovu svrhu sa $\hat{e}'$ označavamo rotirani smjer s pripadajućim kutovima θ' , ϕ' kao smjer u kojem trebamo dobiti komponente rotiranog dijagrama zračenja e'_x , e'_y i e'_z . U skladu s jednažbom (5.30) vrijedi:

$$e'_x = \cos \theta' \cos \phi', \quad e'_y = \cos \theta' \sin \phi', \quad e'_z = \sin \theta' \quad (5.33)$$



Slika 5.13. Prikaz rotiranih jediničnih vektora $\hat{x}'$, $\hat{y}'$, $\hat{z}'$ i resultantnog jediničnog električnog polja $\hat{e}$ te unatrag rotiranih jediničnih vektora $\hat{x}$, $\hat{y}$, $\hat{z}$ i jediničnog električnog polja $\hat{e}'$

Algoritam za dobivanje komponenata dijagrama zračenja $\hat{x}'$, $\hat{y}'$, $\hat{z}'$ i $\hat{x}$, $\hat{y}$, $\hat{z}$ sastoji se od sljedećih koraka:

1. Definirati željenu rotaciju oko tri rotacijske osi (x,y,z) te izračunati matricu rotacije $\mathbf{R}$ u skladu s formulama (5.22) – (5.25)
2. Unijeti željeni kut odlaska/dolaska θ' , ϕ' , za koji je potrebno očitati dijagram zračenja. U računalnoj izvedbi u Matlabu kut je definiran putem dvostruke petlje za kut θ' od 0° do 180° te za kut ϕ' od 0° do 360° .
3. Računamo vektor $\hat{x}'$ ekvivalentno jednadžbama (5.21) pa vrijedi:

$$\hat{x}' = \sin \theta' \cos \phi' \hat{x} + \sin \theta' \sin \phi' \hat{y} + \cos \theta' \hat{z} \quad (5.34)$$

$$\hat{y}' = \cos \theta' \cos \phi' \hat{x} + \cos \theta' \sin \phi' \hat{y} - \sin \theta' \hat{z} \quad (5.35)$$

$$\hat{z}' = \sin \theta' \hat{x} + \cos \theta' \hat{y} \quad (5.36)$$

4. Rotiramo vektor $\hat{e}'$ unatrag kako bi dobili $\hat{e}$:

$$\hat{e} = R \cdot \hat{e}' \quad (5.37)$$

na $\hat{e}$ primjenjujemo jednadžbe analogne jednadžbama (5.26) i (5.27) kako bi se dobio smjer $\hat{e}$, unatrag rotiranog željenog kuta:

$$\cos \theta = \cos \theta' \quad (5.38)$$

$$\sin \theta = \sin \theta' \quad (5.39)$$

5. Za izračunate kutove θ i θ' očitavamo originalni (nerotirani) dijagram zračenja $I(\theta)$ i $I(\theta')$ u sfernom koordinatnom sustavu. Kako u prethodnim koracima radimo u kartezijevom koordinatnom sustavu, onda i ovaj dijagram zračenja treba konvertirati ekvivalentno jednadžbi (5.19):

$$I(\theta) = I(\theta') \sin \theta' \cos \theta' \cos \theta \quad (5.40)$$

6. Rotiramo odgovarajuće jedinične vektore $\hat{e}'$ i $\hat{e}$ na željene kutove odlaska/dolaska θ' , θ kako bi dobili:

$$\hat{e} = R \cdot \hat{e}' \quad (5.41)$$

$$\hat{e}' = R \cdot \hat{e} \quad (5.42)$$

Treba imati na umu da sljedeći kutovi nisu jednaki:

$$\theta \neq \theta' \quad (5.43)$$

gdje su $\hat{e}$, $\hat{e}'$ jedinični vektori originalnog kuta u smjeru porasta sfernih kutova u smjeru $\hat{e}$

7. Analogno jednadžbama (5.31) i (5.32) koristi se skalarni umnožak polja i unatrag rotiranih jediničnih vektora $\hat{e}$ i $\hat{e}'$:

$$\hat{e}' \cdot \hat{e} = \cos \theta' \quad (5.44)$$

$$\hat{e} \cdot \hat{e}' = \cos \theta \quad (5.45)$$

Na ovaj način dobivamo zahtijevane kompleksne težine $\hat{e}'$ i $\hat{e}$ usmjerenih komponenti, tj. komponenti u smjeru porasta sfernih kutova rotiranog vektora dijagrama zračenja.

Tražena vrijednost je e , , pri čemu se kutovi θ i ϕ u većini slučajeva ne podudaraju s uzorkovanim vrijednostima početnog dijagrama zračenja. Ove se vrijednosti svejedno mogu lako dobiti interpolacijom.

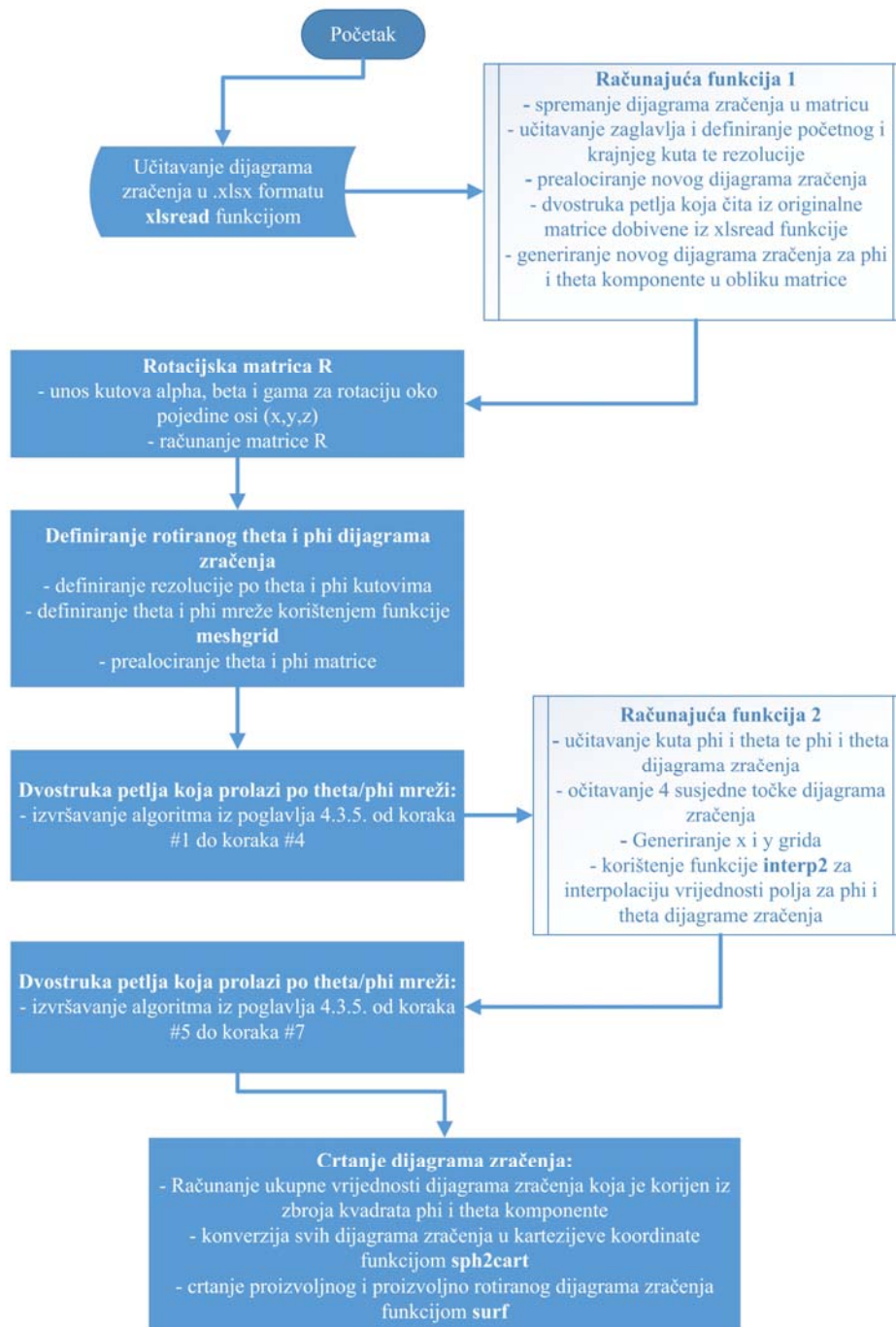
5.4.6. Implementacijski dijagram toka u Matlabu i prikaz rotacije dijagrama zračenja dipola

Algoritam rotacije unatrag implementiran je u programskom jeziku Matlab te Slika 5.14 prikazuje dijagram toka koji ukratko opisuje implementaciju.

Kako bi se u praksi pokazalo kako dobiti električno polje dijagrama zračenja antene iz (5.16) koja ispunjava uvjet iz jednadžbe (5.17) koristi ćemo idealni polu-valni dipol kao testnu antenu.

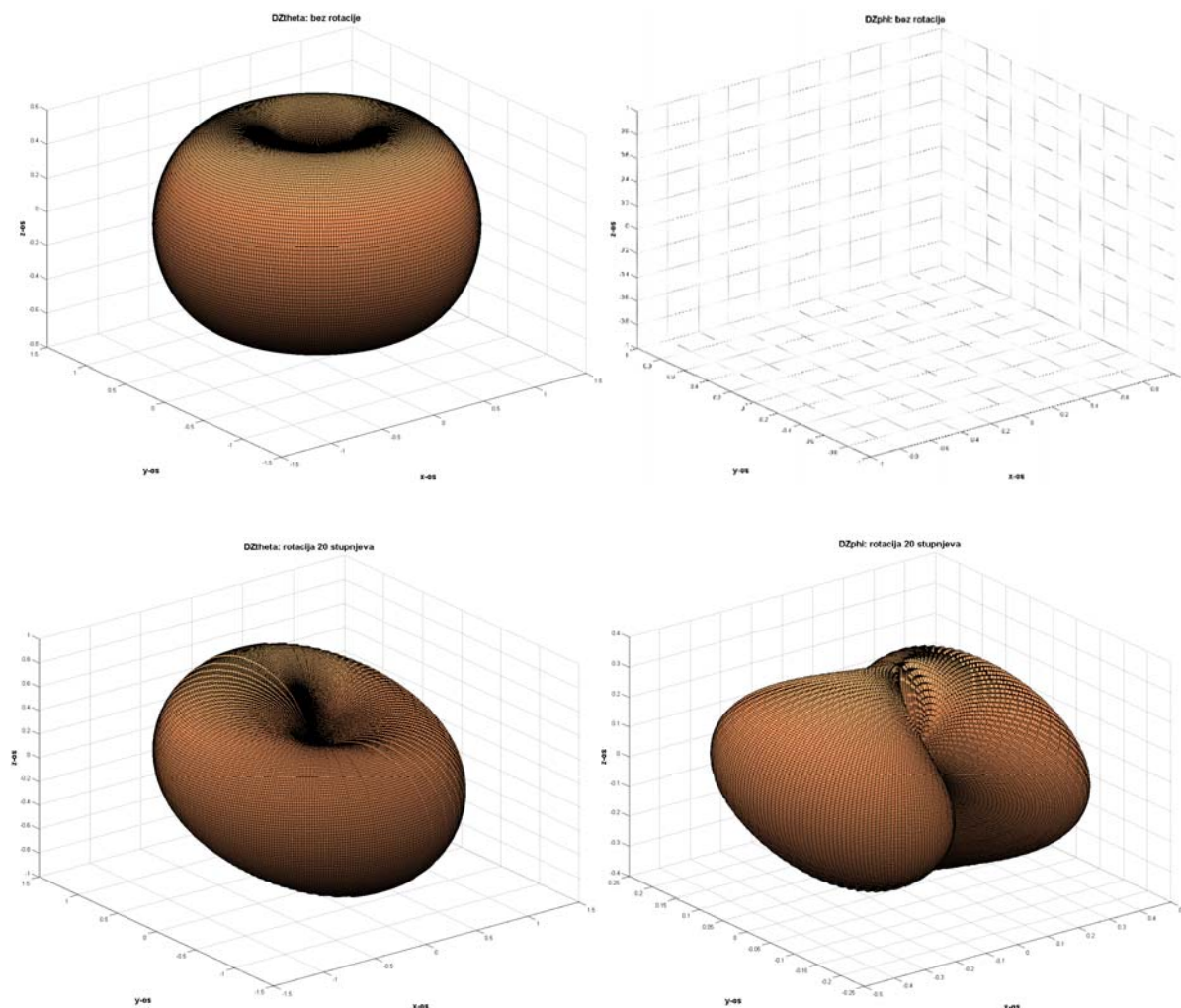
Ako je polu-valni dipol postavljen u središte kartezijevog koordinatnog sustava i postavljen u smjeru z-osi, njegova phi komponenta u dalekom polju će biti nula, dok je theta komponenta određena formulom [34]:

$$\frac{1}{2} \frac{\cos \frac{\theta}{2} \cos \frac{\phi}{2}}{\cos \frac{\theta}{2}} \quad 5.46$$



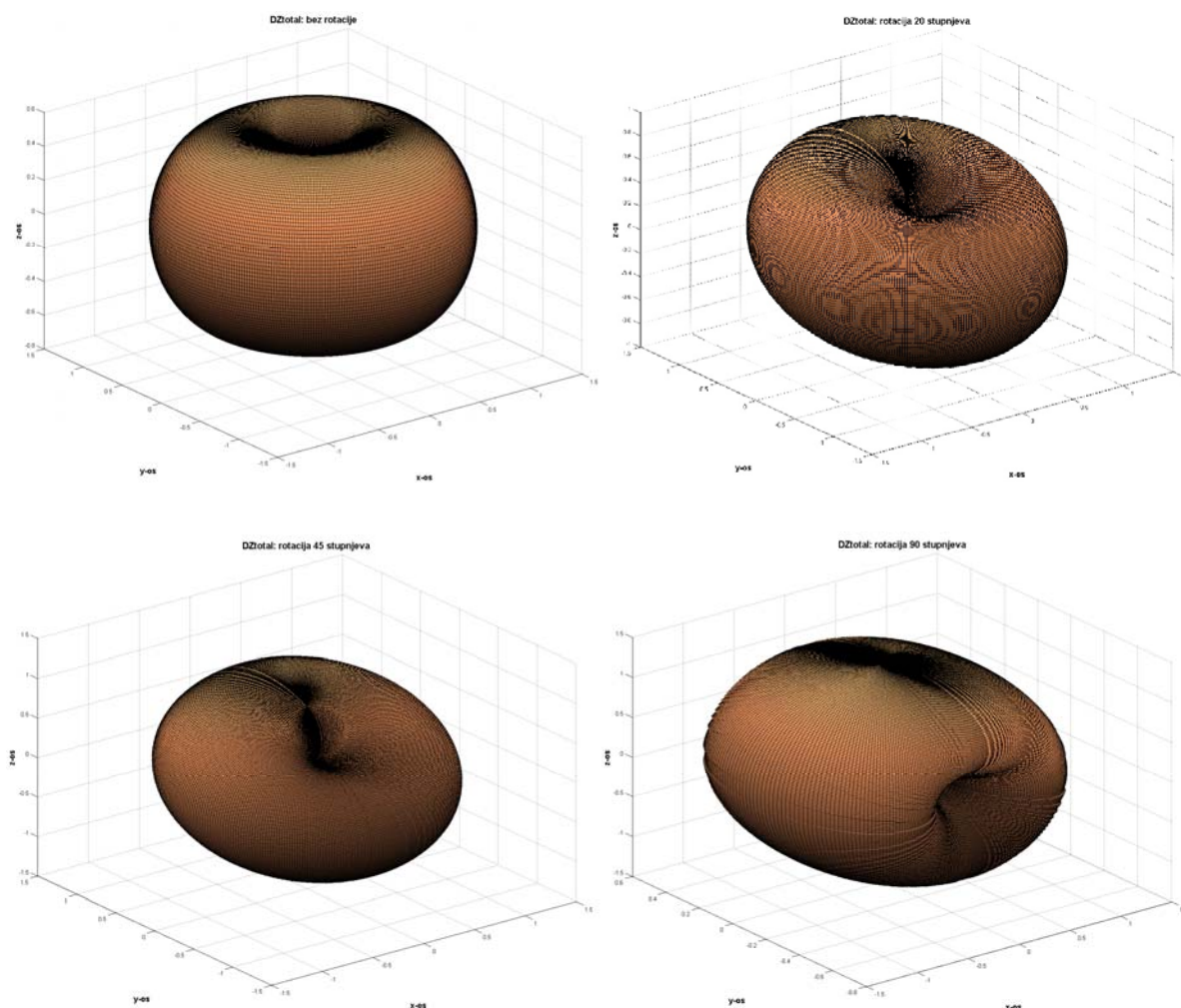
Slika 5.14 Prikaz dijagrama toka programa za proizvoljnu rotaciju i crtanje dijagrama zračenja antene

Slijedi 3D prikaz iznosa theta i phi komponente električnog polja polu-valnog dipola (postavljenog u smjer z-osi) za slučaj bez rotacije te slučaj s rotacijom za 20° .



Slika 5.15 Gornje slike prikazuju dijagram zračenja električnog polja bez rotacije za theta i phi komponentu. Donje slike prikazuju dijagram zračenja električnog polja s rotacijom od 20° za theta i phi komponentu

Drugi niz od četiri slike prikazuje iznos ukupnog električnog polja (koje je ranije definirano korijenom zbroja kvadrat theta i phi komponenti) za kutove rotacije 0° , 20° , 45° i 90° . Rotacija oko y-osi je u samom prikazu ekvivalentna rotaciji oko x-osi, a rotacija oko z-osi je efektivno rotacija oko vlastite osi te iste nije potrebno odvojeno prikazivati.



Slika 5.16 Slike prikazuju dijagram zračenja ukupnog električnog polja bez rotacije te za rotacije od 20° , 45° i 90°

Na Slikama 5.15 i 5.16 mogu se primijetiti crne površine koje se nalazi na lokaciji polova dijagrama zračenja. Uzrok ovog efekta je visoka gustoća točaka koja je definirana samim ulaznim podacima dijagrama zračenja. Konkretno, radi se o tome da je dijagram zračenja definiran kao matrica čiji su reci ispunjeni vrijednostima električnog polja pojedine komponente definiranom za theta kutove od 0° do 180° , te za phi kutove od 0° do 360° .

Iz tog razloga točka pola definirana je sa puno većim brojem točaka, konkretno za rezoluciju od 1° to bi bilo ukupno 360 točaka. Isto vrijedi i za okolne točke bliske polovima tj. theta kutove bliske 0° („sjeverni pol“) i bliske 180° („južni pol“) jer su uzorkovane s velikim brojem točaka.

5.5. Daljnji rad, plan izrade aplikacije simulatora MIMO radio kanala

Trenutno je u tijeku izrada aplikacije simulatora MIMO radio kanala koja bi omogućila grafičko sučelje putem kojega bi bilo moguće odabrati scenarij, definirati rutu unutar scenarija, birati broj antena u antenskom nizu, kao i njihovu vrstu, definirati snagu odašiljača i razinu šuma na pojedinom prijamniku te na taj način generirati odziv radio kanala za testiranje proizvoljnog radijskog sustava.

Tijekom izrade ovog rada razvijene su sljedeće skripte i funkcije:

- ³⁵₁₇ Skripta koja čita iz .RAYS datoteka i generira Matlab strukturu allRays
- ³⁵₁₇ Skripta koja čita iz .PDP datoteka i u allRays strukturu dodaje podatke za polje
- ³⁵₁₇ Skripta koja transformira kartezijske u sferne koordinate
- ³⁵₁₇ Skripta koja određuje i pohranjuje matricu vidljivosti entiteta
- ³⁵₁₇ Skripta koja enkodira zrake u entitete
- ³⁵₁₇ Skripta koja dekodira iz entiteta u zrake za proizvoljnu rutu
- ³⁵₁₇ Skripta koja definira antenske nizove te računa fazne pomake nizova
- ³⁵₁₇ Skripta koja računa H matricu po pojedinoj točki, računa MIMO kapacitet te ispisuje MIMO kapacitet na 2D području

Ideja je navedene skripte kompajlirati te razviti grafičko sučelje preko kojega bi bilo moguće imati interakciju za back-endom. Lista ulaznih podataka za program je sljedeća:

1. Odabir scenarija (**scen**)
2. Definicija rute
 - Broj točaka rute (**route point**)
 - Definirajuće točke rute oblika geografska širina (x), duljina (y) i visina (z) kojima se kreće prijamnik (**Rx points**)
 - Broj točaka prijamnika između definirajućih točaka rute (rxresolution)
3. Odabir antena na odašiljaču (**Tx antenna array**)
 - Broj antena niza (**nTx**)
 - Tip pojedine antene niza (**Tx antennatype**)
 - Položaj pojedine antene niza (**Tx antposdir**)

4. Odabir antena vozila-prijamnika (**Rx antenna array**)
 - Broj antena niza (**nRx**)
 - Tip pojedine antene niza (**Rxantennatype**)
 - Položaj pojedine antene niza (**Rxantposdir**)
 - Položaj Rx niza (rotiranost) uzduž rute, u točkama rute (**Rxarraydir**)
5. Ukupna snaga odašiljača (**Txpower**)
6. Razina šuma na prijamniku (**Rxnoise**)

Nakon toga bi sljedeći koraci bili izvršiti veći broj reprezentativnih RT simulacija za područja za koja postoje digitalne karte. Također potrebno je dodati antenske dijagrame zračenja i to 3D kompleksne dijagrame zračenja. U slučaju da od proizvođača nije moguće dobiti 3D dijagram zračenja koristila bi se specifična interpolacija koja bi iz dva 2D dijagrama generirala 3D dijagram zračenja. Jedan od sljedećih koraka bi bilo i dodavanje difuznog raspršenja u model, jer iako difuzno raspršenje ne utječe toliko na razinu signala u odnosu na dominantne tipove propagacije poput direktne zrake, refleksije i ogiba, ono daje dodatno bogatstvo višestaznih komponenti te utječe na performanse MIMO sustava.

6. ZAKLJUČAK

Referentni modeli kanala koriste se za testiranje i komparaciju novih radijskih sustava, što je posebno bitno za 5G sustave koji imaju vrlo velike zahtjeve na modele kanala. Tijekom istraživanja izgrađen je deterministički referentni model mobilnog MIMO kanala baziran na podacima dobivenima metodom slijeđenja zrake i temeljen na entitetima zraka.

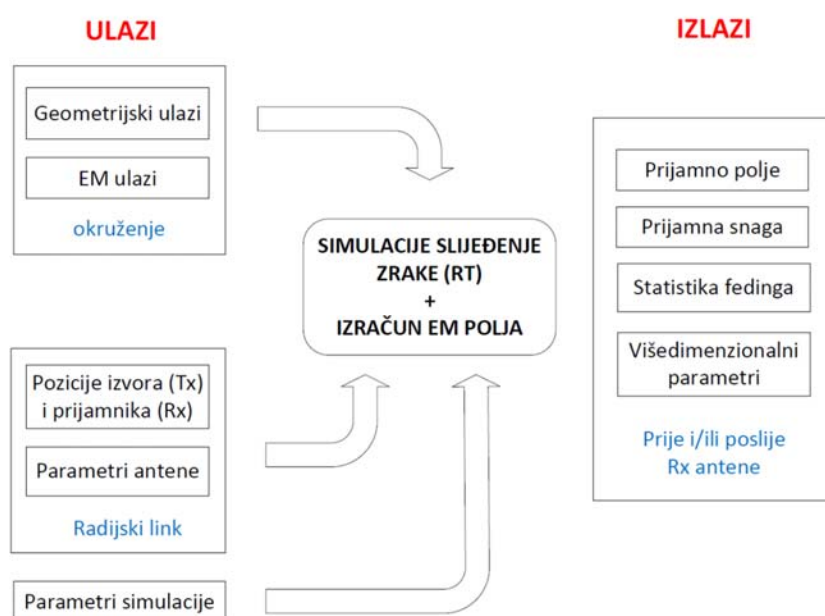
Razvio se i format zapisa entiteta i metoda enkodiranja podataka o zrakama u podatke o entitetima zraka, za zrake s jednostrukim i višestrukim interakcijama difrakcije i refleksije. Razvio se algoritam za određivanje i pohranu područja vidljivosti entiteta zraka te metoda detekcije svih prisutnih entiteta u proizvoljnoj točki na ruti mobilne stanice. Razvila se i metoda dekodiranja u same zrake i dobio se impulsni odziv radijskog kanala za proizvoljnu rutu mobilne stanice u analiziranom okruženju. Model radijskog kanala temeljen na entitetima zraka poopćen je na MIMO model kanala, izračunata je prijenosna matrice MIMO sustava te je izvršen proračun i grafovi maksimalnog kapaciteta za testnu rutu. Dodatno je razvijen i algoritam proizvoljne rotacije kompleksnog 3D dijagrama zračenja prijamne ili odašiljačke antene primjenjiv za RT simulator i ovaj model kanala.

Iako je model izgrađen posla još ima i to u više smjerova. Prvo i najvažnije je RT simulacijama enkodirati više područja za više propagacijskih scenarija, a nakon toga slijedi definiranje više tipova antena kao i definiranje više vrsta MIMO antenskih nizova. Trenutno se radi na aplikaciji simulatora MIMO kanala koji bi omogućila odabir brojnih parametara putem grafičkog sučelja, a onda je potrebno i ovu aplikaciju povezati sa pozadinskim softverom koji je napravljen u Matlabu.

7. DODATAK

7.1. Simulator slijeđenja zrake

3D simulator za slijeđenje zrake razvijen na Sveučilištu u Bologni u grupi profesora Vittorija Degli-Espostija [1] a Slika 7.1 prikazuje blok shemu principa rada RT simulatora.



Slika 7.1. Blok shema koja prikazuje elemente i način rada RT simulatora

7.1.1. Ulazni podaci i format baze podataka

Za bazu podataka okruženja koristi se "PLANET" format te UTM (engl. Universal Transverse Mercator) sustav kao globalni zemljopisni koordinatni sustav. Baza podataka o terenu je raster datoteka gdje svaki piksel ima horizontalnu rezoluciju od 5x5 m i vertikalnu rezoluciju od 1 m. Baza podataka okruženja sastoji se od sljedećih datoteka:

- ³⁵₁₇ **.map** datoteka: definira poziciju i rezoluciju mape te povezuje ostale slojeve/datoteke mape
- ³⁵₁₇ **.bld** datoteka: daje tip objekta te horizontalne koordinate krajnjih točaka poligona
- ³⁵₁₇ **.atr** datoteka: daje visinu objekata

³⁵₁₇ **.elm** datoteka: daje elektromagnetska svojstva svakog poligona (zida) u vidu ϵ_r i ...

³⁵₁₇ **.bin** datoteka: daje podate o visini tla

Sljedeće ulazne datoteke su Tx i Rx datoteka. Tx datoteka za odašiljač definira koordinate, snagu, frekvenciju, antenu te azimut i elevaciju antene. Rx datoteka se definira kao niz ruta sa početnom, konačnom točkom i rezolucijom koraka te slično kao i Tx datoteka podacima o tipu, azimutu i elevaciji antene.

Za pokretanje RT simulacije koristi se tzv. kontrolni string koji ima sljedeći oblik [1]:

$$N_{ev} @ 3 \text{ skup1 } 8 \text{ skup2 } . 8 \text{ skup } N_{ev} @ N_{ev}^r r N_{ev}^d d N_{ev}^s s \quad (7.1)$$

Sa sljedećim vrijednostima:

³⁵₁₇ @ je separator

³⁵₁₇ skup1 do skup N_{ev} označava skup od ukupno N_{ev} identifikatora interakcije čiji elementi mogu biti **r** za refleksiju, **d** za difrakciju, **o** za difrakciju od krova i **s** za raspršenje pri čemu i-ti skup definira dopuštene interakcije za i-tu interakciju uzduž zrake. Svaki skup se može zamijenjen zvjezdicom '*' koja označava mogućnost bilo koje vrste interakcije

³⁵₁₇ $N_{ev}^r N_{ev}^d N_{ev}^s$ označava ukupan broj uzastopnih refleksija, difrakcija i raspršenja bez obzira na poredak

Tako primjerice izraz $3 @ * 3 r 8 @ 2 d 2 r 1 s$ znači da svaka zraka može imati maksimalno tri interakcije od kojih prva i treća mogu biti bilo kojeg tipa, a druga može biti samo tipa difrakcija ili refleksija. Drugi dio kontrolnog stringa znači da u svakoj zraci mogu biti najviše dvije difrakcije, dvije refleksije i jedno raspršenje.

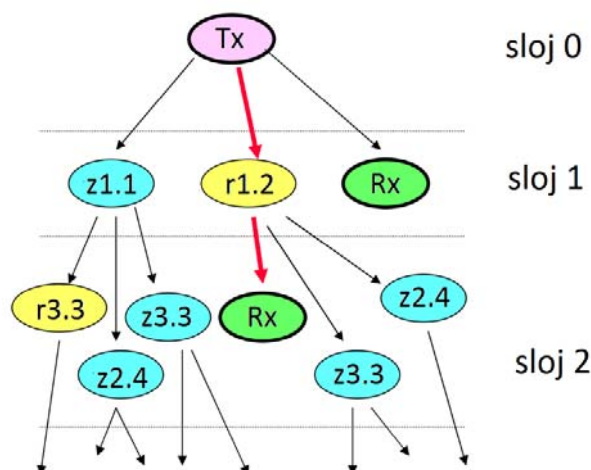
Antenska datoteka definira širinu glavne latice, frekvenciju, odnos naprijed-natrag, polarizaciju i dobitak. Osim toga u datoteci je sadržan i dijagram zračenje antene u dvije ravnine (H i V) budući da takve podatke običnu daju proizvođači antena. Međutim, u RT softver je moguće upisati i potpuni uzorak antene u 3 dimenzije (3D podaci o Poincaréovoj sferi). Također, ukoliko je potrebno koristiti 3D uzorak dijagrama zračenja isti se može interpolirati korištenje dva 2D

dijagrama zračenja (H i V). Prema pravilu maksimum dijagrama zračenja uvijek odgovara vrijednosti 0 azimutalne koordinate.

7.1.2. Algoritam i izgradnja stabla vidljivosti zrake

Vidljivost je za RT softver postojanje puta radijskog rasprostiranja između dva objekta. Stablo vidljivosti sadrži sve relevantne informacije o vidljivosti tj. sadrži realan geometrijski izgled zraka u danom okruženju. Simulacije slijeđenja zrake temelje se na pojmu vidljivosti i izgradnji stabla vidljivosti.

Prilikom izgradnje stabla vidljivosti okruženje se razgrađuje u objekte: zidove, rubove i radijske terminale (Rx). Stablo vidljivosti se temeljem odnosa vidljivosti elemenata popunjava počevši od odašiljača (Tx), što se može vidjeti na Slici 7.2 [1]



Slika 7.2. Prikaz stabla vidljivosti za refleksiju, difrakciju i do dvije interakcije

Stablo vidljivosti sastoji se od više slojeva i broj slojeva je jednak $N_{ev} + 1$ s uključenim odašiljačem (Tx), tj. korijenom stabla vidljivosti. Iz Slike 7.2 može se vidjeti da je Tx korijen stabla, objekti na mapi su čvorovi, interakcije su grane stabla, a Rx točke su listovi stabla vidljivosti.

Iako stablo vidljivosti pohranjuje sve ključne informacije za izvršenje procesa praćenje zraka, točna trajektorija zraka i polje nije u potpunosti definirano pa je nužan sljedeći korak tj. praćenje

zrake unatrag (engl. backtracking). Izračuna stabla vidljivosti je vremenski i procesorski najzahtjevniji dio RT simulacije. Ako je N_O prosječan broj objekata vidljiv u prethodnom koraku onda se stablo vidljivosti sastoji od M objekata prema formuli:

$$M \approx N_O^{(N_{ev} + 1)} \quad (7.2)$$

Primjerice ukoliko je $N_O \approx 10$ i $N_{ev} \approx 4$ onda je $M \approx 10^5$. Svaki put kad se novi objekt doda u stablo vidljivosti, cijelo okruženje se mora skenirati za vidljivost pa je zato važno skenirati na način da se proces optimizira i da se smanji broj objekata. Pametna tehnika za smanjiti broj objekata je prethodno procesiranje okruženja gdje se objekti koji geometrijski nisu vidljivi iz neke točke se izbacuju iz stabla vidljivosti.

RT algoritam je organiziran u 4 različita koraka [1] od kojih su prva dva:

- ³⁵₁₇ Prethodno procesiranje objekata: uklanjanje svih objekata koji su nisu vidljivi te odabir potencijalno vidljivih objekata
- ³⁵₁₇ Izračun vidljivost odabranih objekata

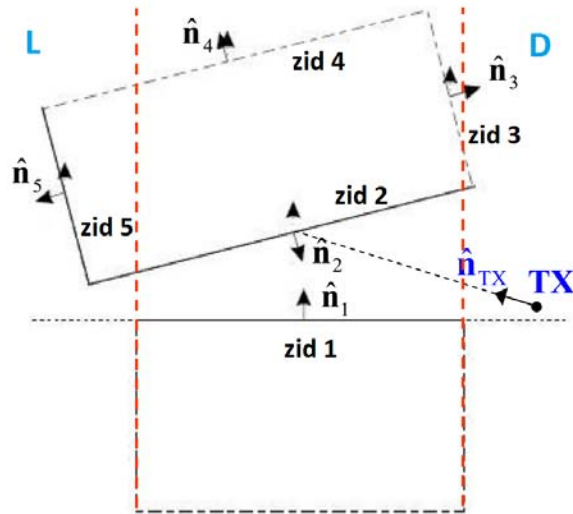
Ova dva koraka se rekurzivno ponavljaju svaki put kada se novi čvor (virtualni prijamnik VTx) dodaje u stablo vidljivosti.

Sljedeća dva koraka su:

- ³⁵₁₇ Procedura praćenja zrake unatrag
- ³⁵₁₇ Izračun polja trenutne zrake

Ova dva koraka se izvršavaju svaki put kada se pronađe prijamnik (Rx) tj. „list“ stabla vidljivosti.

Neki odnosi vidljivosti između zidova, ili između Tx-a i svakog zida su poznati i znanje tih odnosa se može iskoristiti da se pojednostavi procedura izračuna vidljivosti kako se može vidjeti na Slici 7.3 [1]



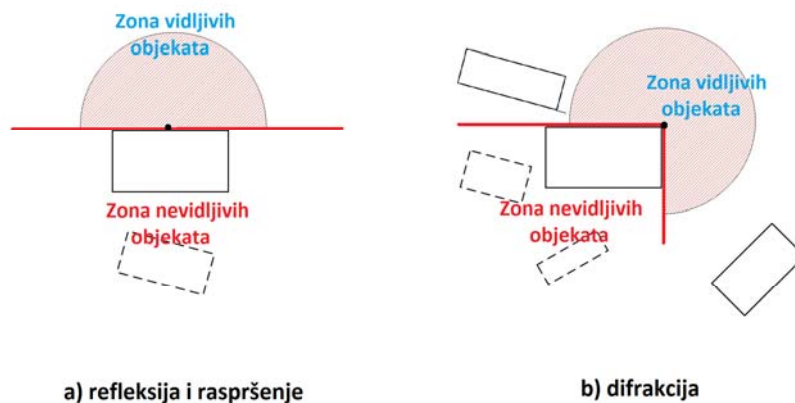
Slika 7.3. Prikaz vidljivosti i uvjeta za vidljivost između elemenata objekata

Za zidove i i j vrijedi da nisu vidljivi ako vrijedi:

$$\text{Na desnoj (D) strani: } 0 \leq a \cos(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) \leq \frac{\psi}{2}$$

$$\text{Na lijevoj (L) strani: } -\frac{\psi}{2} \leq a \cos(\hat{n}_i \cdot \hat{n}_j) \leq 0$$

Prilikom procedure prethodnog procesiranja objekata nužno je uzeti u obzir vrstu interakcije. Za refleksiju i raspršenje svi objekti koji nisu unutar polu-prostora u smjeru normale zida nisu vidljivi te se ne razmatraju od strane algoritma vidljivosti što je vidljivo na Slici 7.4a. Za difrakcije svi objekti koji nisu u eksternoj zoni u odnosu na konveksni brid kao što se vidi na Slici 7.4b nisu vidljivi. [1]



Slika 7.4. Prikaz zona vidljivih i nevidljivih objekata za refleksiju, raspršenje i difrakciju

Rješavanje problema 3D vidljivosti je kompleksno jer je vidljivo dio zida rezultat superpozicije velikog broja smetajućih objekata na putu zrake. Dodatno, vidljivi dio zida ne ovisi samo o dimenzijama zida, već i o udaljenosti od izvora(Tx) ili virtualnog izvora (VTx).

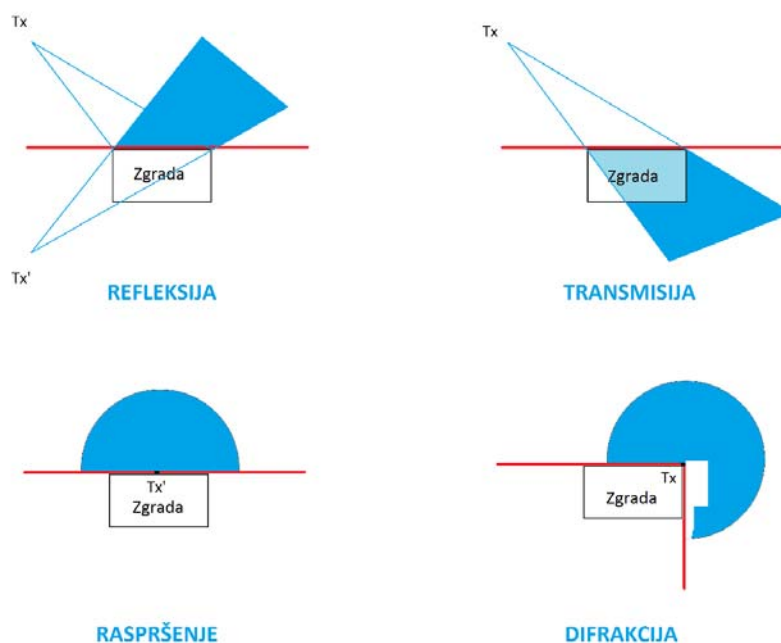
Kada se tijekom procesa računanja vidljivosti detektira novi objekt, u stablo vidljivosti se dodaje novi čvor. U skladu s RT metodom preslikavanja, svakom čvoru stabla vidljivosti pridružen je virtualni izvor (VTx). Kada se čvor procesira, kuglasti referentni sustav se centrira u točku virtualnog izvora.

Položaj VTx-a u odnosu na vidljivi objekt ovisi o mehanizmu interakcije, primjerice:

- ³⁵₁₇ Za refleksiju je VTx reflektirana slika prethodnog Tx-a/VTx-a u odnosu na ravninu zida.
- ³⁵₁₇ Za difrakciju se VTx nalazi na rubu te se dogovorno postavlja u središnju točku ruba, dok se stvarna točka difrakcije određuje tijekom procesa praćenja zrake unatrag
- ³⁵₁₇ Za raspršenje se VTx dogovorno postavlja u težište (baricentar) vidljivog dijela zida.

Kao virtualni izvor za difrakciju u ovom radu se ne uzima točka na bridu, točka na bridu se samo smatra difrakcijskom interakcijskom točkom (DIP). Virtualni izvor je zapravo točka koja se dobije produljenjem zrake iz točke prijamnika kroz DIP odnosno točku interakcije na bridu, a za ukupnu duljinu zrake. Rezultat je virtualni izvor koji se giba po kružnici u centru brida na istoj visini kao izvor (Tx). Detaljna razrada s prikazom pozicije virtualnog izvora za difrakciju nalazi se u poglavljima 2.4. i 3.2.4.

Pozicija odašiljača (Tx), virtualnog odašiljača (Rx) i područje vidljivosti za mehanizme rasprostiranja poput refleksije, transmisije, raspršenja i difrakcije vidljivi su na Slici 7.5 [1]

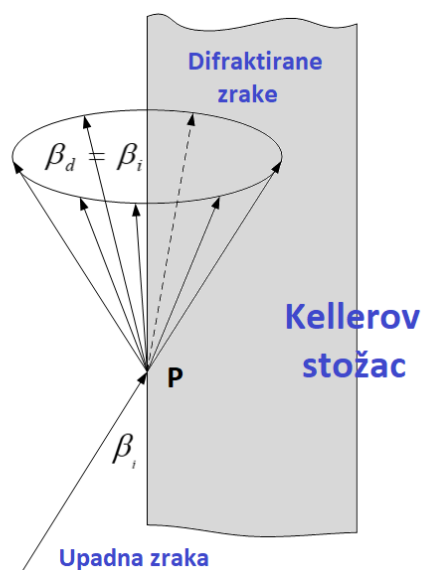


Slika 7.5. Područje vidljivosti, pozicija izvora i virtualnog izvora za više tipove interakcija

7.1.3. Praćenje zrake unatrag i izlazni podaci

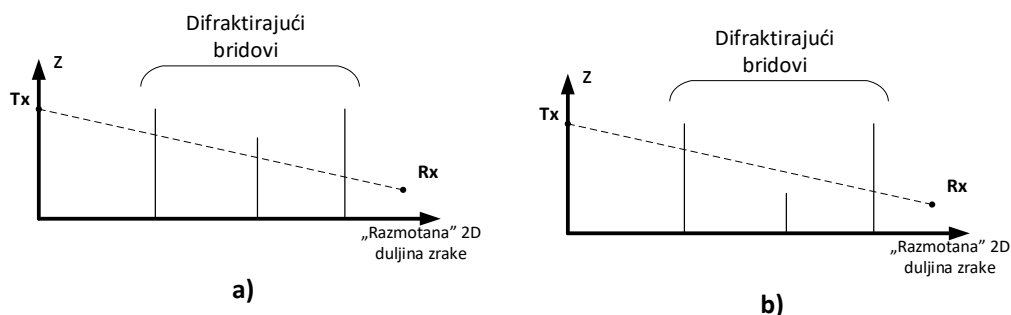
Za slučaj izravne zrake, refleksije ili raspršenja točna putanja (trajektorija) je poznata već u prvom koraku utvrđivanja vidljivosti, dok se za slučaju difrakcije ili mješovitih zraka koje uključuju difrakciju točna putanja nije poznata. Za difrakciju se u prvom koraku kao točka difrakcije definira geometrijska sredina brida. Naknadno se prilikom procesa praćenja zrake unatrag pronalazi stvarna točka na bridu na kojoj se zraka ogibala. Na Slici 7.6 vidi se kako se upadna zraka ogiba u više smjerova u obliku tzv. Kellerovog stošca. Za određivanje točne pozicije P na bridu mora biti zadovoljen sljedeći uvjet:

$$\vec{r}_d \cdot \vec{r}_i \cdot \vec{r}_d = 0 \quad (7.3)$$



Slika 7.6. Prikaz jedne upadne zrake i više difraktiranih zraka u vidu Kellerovog stožca

Za vertikalne rubove zgrada točka P se može odrediti „odmotavanjem“ zrake tako da se upadna ravnina i difrakcijska ravnina prikažu na jednoj vertikalnoj ravnini. Jednom kad se difraktirana zraka odmotava prikazuje se na 2D ravnini kao ravna linija skupa s difraktirajućim rubovima i pozicijama Tx-a i Rx-a što je moguće vidjeti na Slici 7.7 Zraka se prati spajanjem Tx i Rx točke te se tako određuje točna pozicija na bridu, odnosno točka difrakcije što je moguće vidjeti na Slici 1.28a. Ukoliko se tijekom procesa praćenja zrake unatrag utvrdi da se točka difrakcije nalazi van ruba, zraka ne može postojati te se odbacuje kako je prikazano na Slici 7.7b. [1]



Slika 7.7. Prikaz praćenja difraktirane zrake unatrag: a) koja se dodaje i b) koja se odbacuje iz stabla vidljivosti

Jednom kad se izračuna polje svake zrake, potrebno je uzeti u obzir dijagram zračenja i polarizaciju prijamne (Rx) antene. Fazor struje inducirane u Rx anteni od strane k-te zrake se može izračunati (teorem recipročnosti) kao:

$$I_R^k \approx \sqrt{\frac{\text{Re}(Y_R) g_R(\gamma_R^k, \theta_R^k)}{4\pi}} \vec{p}_R(\gamma_R^k, \theta_R^k) \cdot \vec{E}_R^k \quad (7.4)$$

Gdje je $Y_R \approx 1/Z_R$, a indeks „R“ se odnosi na prijamnu Rx antenu. (γ_R^k, θ_R^k) je dolazni kut k-te zrake u lokalnom koordinatnom sustavom s centrom u Rx točki. Ukoliko postoji idealno prilagođenje impedancije između Rx antene i Rx sklopovlja ukupna koherentna prijamna snaga definirana je izrazima [1]:

$$P_R \approx \frac{|I_R^{\text{tot}}|^2}{8 \text{Re}(Y_R)} \approx \frac{\left| \sum_{j=1}^N I_R^j \right|^2}{8 \text{Re}(Y_R)} \approx \frac{\left| \sum_{j=1}^N \sqrt{\frac{\text{Re}(Y_R) g_R(\gamma_R^j, \theta_R^j)}{4\pi}} \vec{p}_R(\gamma_R^j, \theta_R^j) \cdot \vec{E}_R^j \right|^2}{8 \text{Re}(Y_R)} \quad (7.5)$$

gdje je g_R dobitak, a $\vec{p}_R$ polarizacijski vektor Rx antene evaluiran u smjeru dolaska svake dolazeće zrake. Razvojem izraza (7.5) i pojednostavljenjem vodljivosti Rx antene dobivamo [1]:

$$P_R \approx \frac{1}{8} \left| \sum_{k=1}^N \sqrt{f_R(\gamma_R^k, \theta_R^k)} \vec{p}_R(\gamma_R^k, \theta_R^k) \cdot \vec{E}_R^k \right|^2 \quad (7.6)$$

gdje je $f_R(\vec{r}, \vec{h}) \sqrt{g(\vec{r}, \vec{h})}$ „zračeća funkcija“ Rx antene. Pretpostavivši model s dvije zrake (direktna zraka i refleksija od tla) i pretpostavivši idealno prilagođenje polarizacije između upadnog polja i Rx antene izraz (7.6) postaje [1]:

$$P_R \approx \frac{1}{2\omega} \left| \vec{E}_1 f_R(\vec{r}_1, \vec{h}_1) + \vec{E}_2 f_R(\vec{r}_2, \vec{h}_2) \right|^2 \frac{\vec{h}}{4} \quad (7.7)$$

Ukoliko postoji samo direktna zraka onda se izraz (7.7) svodi na dobro poznatu Friisovu prijenosnu jednadžbu:

$$P_R \approx \frac{|\vec{E}|^2}{2\omega} \frac{\vec{h}}{4} g(\vec{r}_R, \vec{h}_R) \approx \frac{|\vec{E}|^2}{2\omega} \frac{\vec{h}}{4} A_{eff}(\vec{r}_R, \vec{h}_R) \quad (7.8)$$

Zbog nekoherentne prirode difrakcije preko krovova (engl. Over-the-Rooftop – ORT) i raspršenih zraka, ORT zrake i sve zrake koje sadrže barem jednu interakciju raspršenja se obično smatraju „nekoherentnima“. Za nekoherentne zrake može se procijeniti samo veličina polja zrake korištenjem nekoherentnih koeficijenata raspršenja. Ukupna nekoherentna snaga se može izračunati kao [1]:

$$P_{nekoherentno} \approx \sum_{k=1}^{N_{upadno}} \frac{|\vec{E}_{upadno}^k(\vec{r}_E^k, \vec{h}_R^k)|^2}{2\omega} A_{eff}(\vec{r}_R^k, \vec{h}_R^k) \quad (7.9)$$

Finalno se nekoherentna snaga (7.9) zbraja s koherentnom (7.7) pa je ukupna snaga:

$$P_R^{ukupno}(Rx) \approx P_R + P_{nekoherentno} \quad (7.10)$$

RT softver za izlaz ima 4 vrste datoteka. **.rays** datoteka je najznačajnija jer sadrži sve geometrijske podatke o zrakama te oznaku objekata na kojemu je došlo do pojedine vrste interakcije. **.mr** i **.pdp** su datoteke koje sadrže iste podatke, ali u različitom formatu. Podaci koje sadrže ova dva tipa datoteka su elektromagnetska svojstva i vrste interakcija. Četvrti tip izlazne datoteke je **.pow** datoteka koja sadrži 3D informacije o električnom polju, vektoru struje te polarizaciji. Podaci koje sadrži **.rays** datoteka prikazani su u Tablici 7.1.

Tablica 7.1. Prikaz i opis veličina koja sadrži datoteka tipa .rays

Veličina	Opis veličine
Ray ID	Identifikator zrake
N int	Broj interakcija zrake
Power	Prijamna snaga zrake
d / r / s / o	Tip interakcije: difrakcija, refleksija, raspršenje, difrakcije preko krova
Virtual Tx	Koordinate virtualnog odašiljača
Edge	Koordinate vidljivog dijela ruba
Wall	Koordinate vidljivog dijela zida
coeff	Interakcijski koeficijenti
dist	Duljina segmenta zrake ili ukupne zrake
Ray trajectory	Koordinate (x,y,z) trajektorija zrake od Rx do Tx sa svim interakcijama
Rx ID	Broj prijamnika na kojem se nalazi zraka
Tx ID	Broj odašiljača

Datoteka .pdp sadrži neke podatke koje sadrži i .rays datoteka. To su: Ray ID, Rx ID, Tx ID, N int, Ray trajectory i Power. Ostali podaci koje sadrži .pdp datoteka prikazane su u Tablici 7.2.

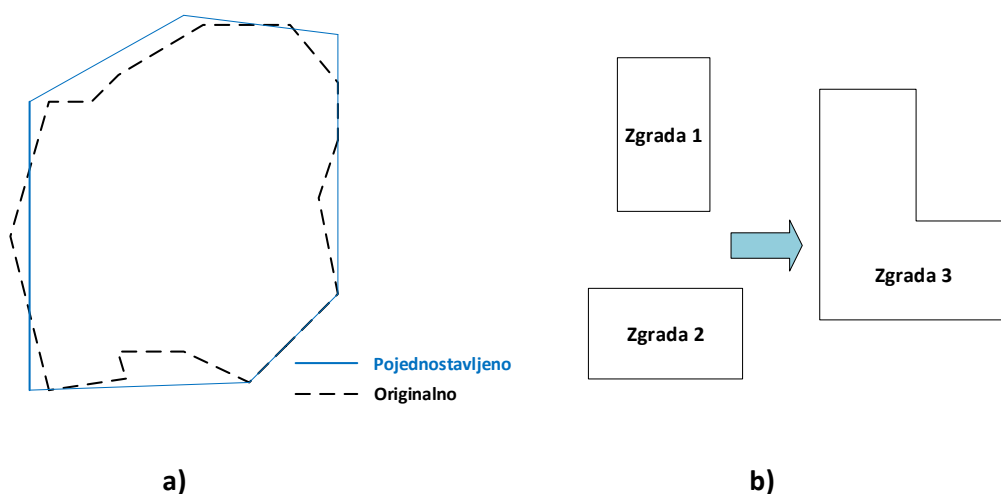
Tablica 7.2. Prikaz i opis veličina koja sadrži datoteka tipa .pdp

Veličina	Opis veličine
DoD_phi	Smjer odlaska zrake po azimutu
DoD_theta	Smjer odlaska zrake po elevaciji
DoA_phi	Smjer dolaska zrake po azimutu
DoA_theta	Smjer dolaska zrake po elevaciji
abs(Ex) ; arg(Ex) abs(Ey) ; arg(Ey) abs(Ez) ; arg(Ez)	Komponente polja (iznos i faza)
Abs(Ic) ; arg(Ic)	Struja kod Rx-a (iznos i faza)
ERP (DoD)	Efektivna izlazna snaga u smjeru odlaska zrake
Rx_Gain	Dobitak prijamne antene
tau	depolarizacijski faktor

Finalno datoteka .pow sadrži za svaki Rx ukupno polje po x, y i z komponentama, koherentnu i nekoherentnu snagu te polarizaciju.

7.1.4. Utjecaj parametara na računalnu složenost i korišteni parametri za konkretne simulacije

RT simulacije su izrazito zahtjevne na procesorske i memorijske resurse računala pa simulacije za veće okruženja i posebno za veći broj interakcija i tipova interakcija traju iznimno dugo. Jedan od način na koji je moguće ubrzati RT simulacije je algoritam za pojednostavljenje digitalnih karata zgrada također razvijen na Sveučilištu u Bologni [69] [70]



Slika 7.8. Prikaz načina pojednostavljenja digitalnih karata zgrada: a) preoblikovanje i b) spajanje

Algoritam pojednostavljenja prvo uzima u obzir položaj Tx-a i Rx-a te iz proračuna izbacuje zgrade koje sigurno ne utječu na rasprostiranje zraka. Algoritam nakon toga u skladu sa Slikom 7.8a preoblikuje zgrade ili u skladu sa Slikom 7.8b spaja zgrade iste visine i malog razmaka između samih zgrada.

Tablica 7.3. Prikaz relevantnosti i vremena računanja na vrijeme RT simulacija [14] za sve vrste interakcije za vanjsko i unutarnje okruženje

Interakcija	Predikcija za vanjsko (outdoor) okruženje		Predikcija za unutarnje (indoor) okruženje	
	Relevantnost	CPU vrijeme	Relevantnost	CPU vrijeme
Refleksija	Visoka	Srednje	Srednja	Srednje
Difrakcija	Visoka (mikroćelije)	Visoko	Niska	Visoko
ORT difrakcija	Visoka	Srednje	-----	-----
Raspršenje	Visoka	Visoko	Srednja	Visoko

Direktna zraka	-----	-----	Visoka ($f < 10$ GHz)	Nisko
----------------	-------	-------	---------------------------	-------

Prilikom izrade svih simulacija tijekom istraživanja pretpostavljeno je da su zgrade od betona i stakla pa su vrijednosti dielektrične konstante $\epsilon_r \approx 5$, a vodljivosti materijala $\sigma \approx 0.01 S/m$. Frekvencija odašiljača, prijamnika i antene je podešena na 2.300 MHz sa snagom od 0 dBW. Za antenu je odabrana omnidirekcijska antena s vertikalnom polarizacijom i dobitkom od 0 dBi kako bi podaci bili relevantni za bilo koju drugu antenu.

7.2. Interpolacija 2D - lokalna metoda regresije

Proces lokalne regresijske interpolacije [54] za svaku podatkovnu točku slijedi sljedeća tri koraka:

1. Izračunavaju se regresijski ponderi (težine) za svaku točku podataka unutar raspona. Ponderi su definirani sljedećom dvostrukom kubnom funkcijom:

$$1 \quad \text{---} \quad 7.11$$

gdje je x vrijednost predviđanja odziva (izlaz) koju je potrebno interpolirati, x_1 su najbliži susjedi od x kako je definirano rasponom, a d je udaljenost uzduž osi apscisa od x do najudaljenije vrijednosti predviđanja unutar raspona. Ponderi imaju sljedeće značajke:

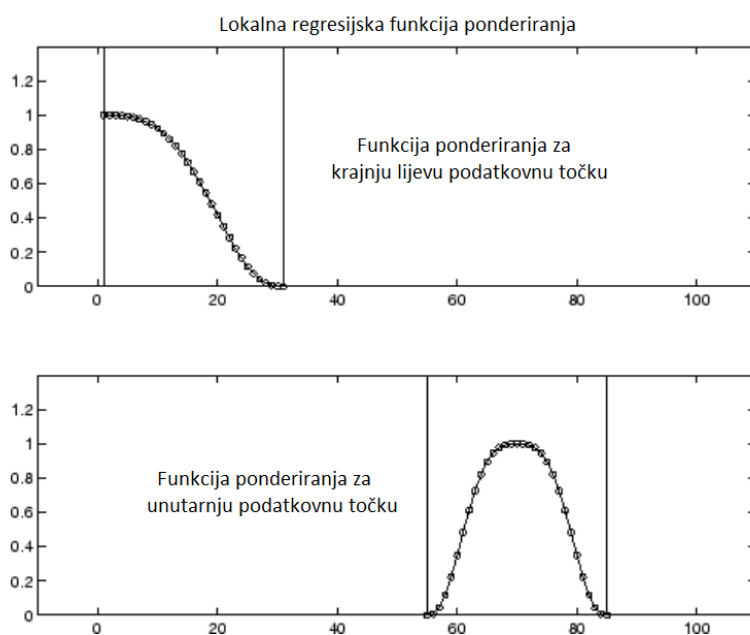
³⁵₁₇ Podatkovna točka koja se interpolira ima najveći ponder i najveći utjecaj na interpolaciju

³⁵₁₇ Podatkovne točke izvan raspona imaju ponder nula te nemaju utjecaja na interpolaciju

2. Izvršena je ponderirana linearna regresija najmanjeg kvadrata. Za **lowess**, regresija koristi polinom prvog stupnja, a za **loess** regresija koristi polinom drugog stupnja.
3. Interpolirana vrijednost dana je s ponderiranom regresijom za predviđenu vrijednosti od interesa.

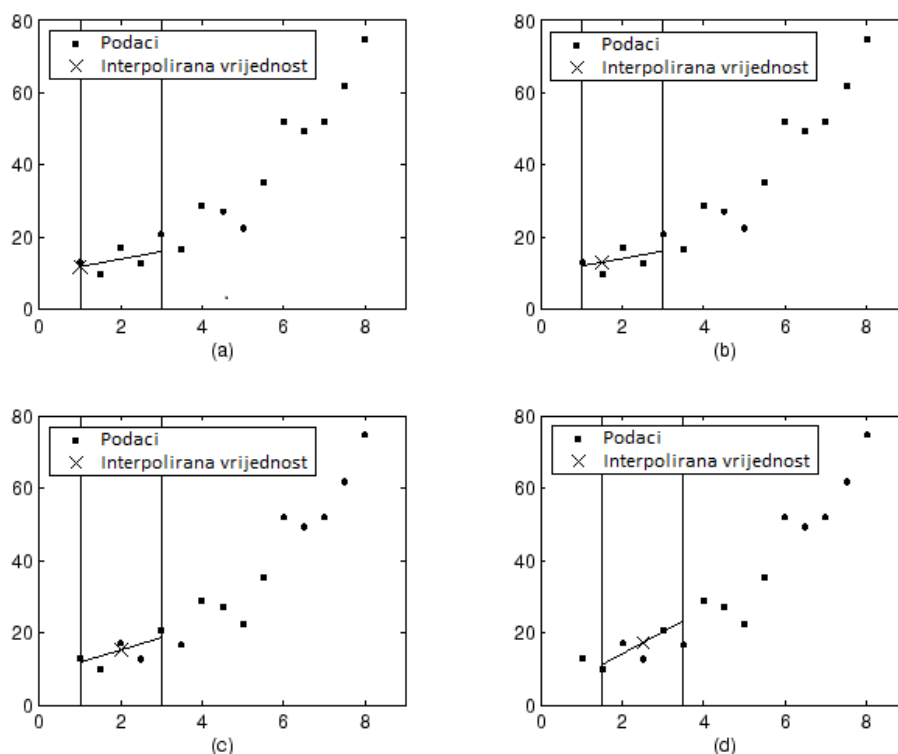
Ako izračun interpolacije uključuje isti broj susjednih podatkovnih točaka na bilo kojoj strani interpoliranih podatkovnih točaka, funkcija ponderiranja je simetrična. Međutim, ako broj

susjednih točaka nije simetričan u odnosu na interpolirane podatkovne točke tada je funkcija ponderiranja asimetrična. Kada se primjerice interpolira podatkovna točka s najmanjom vrijednošću predviđanja, oblik funkcije ponderiranja je skraćen za pola gdje krajnje lijeva podatkovna točka unutar raspona ima najveći ponder, a sve susjedne točke su desno u odnosu na interpoliranu vrijednost. Funkcija ponderiranja (težinska funkcija) za krajnju točku i za unutarnju točku prikazana je na Slici 7.9 [54] za raspon od ukupno 31 podatkovne točke.



Slika 7.9 Prikaz funkcije ponderiranja za krajnju lijevu i za unutarnju podatkovnu točku

Koristeći metodu lowess s rasponom od 5 točaka, interpolirane vrijednosti i pridružene regresije za prve četiri podatkovne točke iz generiranog skupa podataka su prikazane na Slici 7.10 [54]:



Slika 7.10. Prikaz lowess funkcije i procesa interpolacije za prve četiri točke uz raspon od 5 točaka

Na Slici 7.10 vidi se da se raspon ne mijenja dok proces interpolacije napreduje od jedne do druge podatkovne točke međutim, ovisno o broju najbližih susjeda, regresijska težinska funkcija (ponderiranje) nekad nije simetrična oko podatkovne točke koja se interpolira. Konkretno, na Slici 7.10a i 7.10b koristi se asimetrična funkcija ponderiranja, a na Slici 7.10c i 7.10d koristi se simetrična težinska funkcija (ponderiranje). Za loess metodu bi grafovi izgledali jednako, osim što bi interpolirana vrijednost bila generirana od strane polinoma drugog stupnja.

7.2.1. Robusna lokalna regresija

Ako podaci sadrže stršeće vrijednosti (engl. Outliers), interpolirane vrijednosti mogu postati iskrivljene i ne odražavati ponašanje većine susjednih podatkovnih točaka. Rješenje ovog problema je interpolacija podataka korištenjem robusnog postupka koji nije pod utjecajem malog broja stršećih vrijednosti.

Robusne metode uključuju dodatan izračun robusnih pondera koji su otporni na stršeće vrijednosti. Procedura robusne interpolacija slijedi sljedeća 4 koraka:

8. Prvo se izračunavaju reziduali nastali postupkom interpolacije opisanim u prethodnom poglavlju
9. Zatim se izračunavaju robusni ponderi za svaku podatkovnu točku u rasponu. Ponderi su dobiveni dvostrukom kvadratnom funkcijom:

$$w_i = \frac{1}{6} \left(1 - \frac{|r_i|}{MAD} \right)^2, \quad |r_i| \leq MAD$$
7.12

Gdje je r_i rezidual i -te podatkovne točke proizveden regresijskom interpolacijskom procedurom, a MAD je srednja apsolutna devijacija reziduala (engl. Mean Absolute Deviation):

$$MAD = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |r_i|$$
7.13

Srednja apsolutna devijacija je mjera koliko su reziduali rasprostranjeni. Ako je mala u usporedbi s 6, tada je robusna vrijednost pondera blizu 1. Ako je veća od 6, vrijednost robusnog pondera je 0 i povezana podatkovna točka je isključena iz proračuna interpolacije.

10. Ponovna interpolacija podataka korištenjem robusnih pondera. Konačna interpolirana vrijednost izračunata je korištenjem lokalnog regresijskog pondera i robusnog pondera.
11. Prethodni koraka se ponavlja kroz ukupno pet iteracija.

POPIS LITERATURE

- [1] V. Degli-Esposti, »Ray Tracing Techniques,« u *Skripta za kolegij*, 2009..
- [2] L. Felsen, N. Marcuvitz, »Radiation and scattering of waves,« 1994.
- [3] M. Born, E. Wolf, *Principles of Optics*, Cambridge University Press, 1993.
- [4] V. Degli-Esposti, »Geometrical theory of propagation,« *Skripta za kolegij*, 2009.
- [5] A. F. Molisch, *Wireless communications*, 2nd edition, Wiley, IEEE, 2011.
- [6] W. L. Stutzman, G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd edition, Wiley, 1997.
- [7] H. T. Friis, »A note on a simple transmission formula,« *Proc. IRE*, svez. 34., 1946.
- [8] S. R. Saunders, A. A. Zavala, *Antennas and propagation for wireless communications systems*, 2nd edition, Wiley, 2007.
- [9] C. A. Balanis, »Advanced engineering electromagnetics,« *John Wiley & Sons*, 1989..
- [10] A. Spizzichino, P. Beckman, *The scattering of electromagnetic waves*, New York, 1963..
- [11] G. L. James, *Geometrical theory of diffraction for electromagnetic waves*, London: Peter, 1980..
- [12] J. B. Keller, »Geometrical theory of diffraction,« *Journal of the Optical Society of America*, svez. 52, br. 2, pp. 116-130, 1962.
- [13] J. L. Volakis, »A uniform geometrical theory of diffraction for an imperfectly,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 34, br. 2, p. 172–180, 1986.

- [14] P.H. Patak, R. G. Kouyoumjian, » A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface,« *Proceedings of IEEE*, svez. 62, p. 1448–1461, 1974.
- [15] P. Almers, E. Bonek, A. Burr, N. Czink, M. Debbah, V. Degli-Esposti, V. Hofstetter, P. Kyosti, D. Laurenson, G. Matz, A. F. Molisch, C. Oestges, H. Ozelik, »Survey of Channel and Radio Propagation Models for Wireless MIMO Systems,« *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, svez. 19070, 2007.
- [16] H. Özcelik, Indoor MIMO Channel Model, Ph.D. dissertation, Vienna, Austria: Institut für Nachrichtentechnik und Hochfrequenztechnik, Vienna University of Technology, Dec. 2004.
- [17] L. M. Correia, E. Damosso, COST Action 231 Digital mobile radio towards future generation systems - Final Report, Luxembourg: Office for Official Publications of the European Communities, 1999.
- [18] M. Steinbauer, A. F. Molisch, E. Bonek, »The double-directional radio channel,« *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, svez. 43, br. 4, pp. 51-63, 2001.
- [19] M. Shafi, M. Zhang, A. L. Moustakas, et al., »Polarized MIMO channels in 3D: Models, measurements and mutual information,« *IEEE J. Sel. Areas Communications*, svez. 24, pp. 514-527, 2006..
- [20] European Telecommunications Standards Institute (2014, 09) , Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations (3GPP TR 25.996 version 12.0.0 Release 12), ETSI, Sophia, 2014.
- [21] A. F. Molisch, R. Heddergott, M. Steinbauer, T. Zwick, »The COST259 Directional Channel Model – Part I: Overview and Methodology,« *IEEE Transactions On Wireless Communications*, svez. 5, br. 12, 2006.

- [22] H. Asplund, A. Alayon, A. F. Molisch, K. I. Pederson, M. Steinbauer, »The COST259 Directional Channel Model – Part I: Macrocells,« *IEEE Transactions On Wireless Communications*, svez. 5, br. 12, 2006.
- [23] R. Bhagavatula, C. Oestges, R. W. Heath, »A New Double-Directional Channel Model Including Antenna Patterns, Array Orientation, and Depolarization,« *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, svez. 59, br. 5, pp. 2219-2231, 2010.
- [24] J. Poutanen, K. Haneda, Liu Lingfeng, C. Oestges, F. Tufvesson, P. Vainikainen, »Parameterization of the COST 2100 MIMO channel model in indoor scenarios,« *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2011)*, pp. 3606-3610, 2011.
- [25] L. M. Correia (Ed.), *Mobile Broadband Multimedia Networks (Techniques, Models and Tools for 4 G)*, Elsevier, 2006.
- [26] I. Sirkova, »Overview of COST 273 Part I: propagation modeling and channel characterization,« *Proc. of the XLI International Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies (ICEST)*, pp. 29-32, 2006.
- [27] R. Verdone, A. Zanella, »Pervasive Mobile and Ambient Wireless Communications: COST Action 2100,« *Signals and Communications Technology*, br. Springer, 2012.
- [28] IEEE, »IEEE Standard for Information technology - Local and metropolitan area networks - Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 5: Enhancements for Higher Throughput,« *IEEE Std 802.11n-2009*, 2009.
- [29] IEEE, »IEEE Standard for Information technology - Local and metropolitan area networks - Specific requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operat,« *IEEE Std 802.11ac-2013*, 2013.

- [30] Wireless consortium, »Wireless World Initiative: WINNER model,« Winner consortium.
- [31] ITU-R, »Guidelines for evaluation of radio interface technologies for IMT-Advanced, Report M.2135,« International Telecommunications Union.
- [32] Vuokko Nurmela et al., »Deliverable D1.4: METIS channel model,« Metis2020 consortium, 2015.
- [33] R. Zentner, N. Mataga, A. Katalinić Mucalo, »Benefits and Challenges of Deterministic Reference Channel Models,« *Automatika*, svez. 53, br. 1, pp. 80-87, 2012.
- [34] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. M. Vitucci, G. Falciasacca, »Speed-Up Techniques for Ray Tracing Field Prediction Models,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 57, br. 5, pp. 1469-1480, 2009.
- [35] R. Zentener, A. Katalinić Mucalo, N. Mataga, »Ray entity based postprocessing of ray-tracing data for continuous modeling of radio channel,« *Radio Science*, svez. 49, br. 3, pp. 217-230, 2014.
- [36] K. Haneda, J. Poutanen, F. Tuvfesson, L. Liu, V. Kolmonen, P. Vainikainen, C. Oesteges, »Development of multi-link geometry-based stochastic channel models,« in *Proc. Antennas and Propagation Conference (LAPC)*, pp. 1-7, 2011.
- [37] A. A. M. Saleh, R. A. Valenzuela, »A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation,« *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, svez. 5, br. 2, 1987.
- [38] Q. Spencer, B. Jeffs, M. Jensen, A. Swindlehurst, »Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel,« *IEEE J. Select. Areas Commun*, svez. 18, pp. 347-360, 2000..
- [39] M. A. Jensen, W. Wallace, »Modeling the indoor MIMO wireless channel,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 50, br. 5, pp. 591-599, 2002..

- [40] C. C. Chong, C. M. Tan, D. Laurenson, S. McLaughlin, M. A. Beach, A. R. Nix, »A new statistical wideband spatiotemporal channel model for 5-GHz band WLAN systems,« *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, svez. 21, br. 2, pp. 139-150, 2003..
- [41] C. R. Vaughan, J. B. Andersen, »Propagation and Antennas for Mobile Communications,« *IEE Press, London, UK*, 2003..
- [42] B. Mondal et. al., »3D Channel Model in 3GPP,« *IEEE Communications Magazine*, 2015..
- [43] A. Katalinić Mucalo, N. Mataga, R. Zentner, »Study of Differences in Calculated Capacity when Using Single-, Mixed- or Multiple-Bounce GSCM, Schemes,« *Radioengineering*, svez. 22, br. 2, pp. 571-577, 2013..
- [44] Jonas Medbo et. al., »Radio Propagation Modeling for 5G Mobile and Wireless Communications,« *IEEE Communications Magazine*, svez. 16, pp. 144-151, 2016.
- [45] Metis Project, "METIS Channel Models," *deliverable D1.4 v.3*, 2015.
- [46] R. Hoppe, P. Wertz, F. M. Landstorfer, G. Woelfle, »Advanced ray optical wave propagation modelling for urban and indoor scenarios including wideband properties,« *Eur. Trans. Telecommunicatons*, svez. 14, pp. 61-69, 2003..
- [47] V. Degli-Esposti, D. Guiducci, A. de'Marsi, P. Azzi, F. Fuschini, »An advanced field prediction model including diffuse scattering,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 52, br. 7, pp. 1717.-1728., 2004..
- [48] F. Fuschini, H. El-Sallabi, V. Degli-Esposti, L. Vuokko, D. Guiducci, P. Vainikainen, »Analysis of multipath propagation in urban environment through multidimensional measurements and advanced ray tracing simulation,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 56., br. 3., pp. 848.-857., 2008..

- [49] N. Mataga, R. Zentner, A. Katalinić Mucalo, »Ray entity based postprocessing of ray-tracing data for continuous modeling of radio channel.,« *Radio science*, svez. 49, pp. 217-230, 2014..
- [50] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius, J. A. G. Malherbe, Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction,, Boston London: Artech House, 1990..
- [51] R. Zentner, N. Mataga, »Open issues in ray entity based radio channel modeling,« u *IC1004*, Dublin, 2015.
- [52] N. Mataga, A. Katalinić Mucalo, R. Zentner, »Transfer Matrix of Ray Tracing Simulated MIMO Radio Channel,« u *COST Iracon*, 2017.
- [53] R. C. Jones, »A new calculus for the treatment of optical systems-I. Description and discussion of the calculus.,« *The Journal of the Optical Society of America*, svez. 31, pp. 488-493, 1941..
- [54] MatLab Help, Local Regression Smoothing.
- [55] M. J. Gans, G. J. Foschini, »On Limits of Wireless Communication in a Fading Environment when Using Multiple Antennas,« *Wireless Personal communications*, svez. 6, pp. 311-335, 1998..
- [56] E. Vitucci, V. Degli-Esposti i F. Fuschini, »MIMO channel characterization through ray tracing simulation,« u *EUCAP*, 2006..
- [57] A. Goldsmith, Wireless communications, 2005..
- [58] O. Stabler, R. Hoppe, »MIMO channel capacity computed with 3D ray tracing model,« u *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009..
- [59] S.-H. Oh, N.-H. Myung, »MIMO channel estimation method using ray-tracing propagation model,« *Electronics Letters*, svez. 40, br. 21, pp. 1350-1352, 2004..

- [60] D. Popescu, P. B. Rapajić, »Information capacity of a random signature multiple-input multiple-output channel,« *IEEE Transactions on Communication*, svez. 48, br. 3, pp. 1245-1248, 2000..
- [61] Y. Rahmat-Samii, »Useful coordinate transformations for antenna applications,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 27, br. 4, pp. 571-574, 1979..
- [62] M. Narandžić, M. Käske, C. Schneider, M. Milojević, M. Landmann, G. Sommerkorn, R. S. Thomä, »3D-Antenna Array Model for IST-WINNER Channel Simulations,« *65th IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 319-323, 2007..
- [63] S. Jaeckel, K. Borner, L. Thiele, V. Jungnickel, »A Geometric Polarization Rotation Model for the 3-D Spatial Channel Model,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 60, br. 12, 2012..
- [64] M. Landmann, K. Sivasondhivat, Jun-Ichi Takada, I. Ida, R. Thomä, »Polarization Behavior of Discrete Multipath and Diffuse Scattering in Urban Environments at 4.5 GHz,« *Journal on Wireless Communications and Networks*, 2007..
- [65] D. Sengupta, T. Smith, R. Larson, »Radiation characteristics of a spherical array of circularly polarized elements,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 16, br. 1, 1968..
- [66] N. Mataga, A. Katalinić Mucalo, R. Zentner, »Arbitrary rotation of the antenna in global coordinates for geometry based radio channel models,« u *EURO-COST CA15104*, Nicosia, 2018.
- [67] Wikipedia: Euler Angles, [Mrežno]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Euler_angles. [Pokušaj pristupa 28 3 2018.].

- [68] Wikipedia: Rotation Matrix (In three dimensions), »Wikipedia,« [Mrežno]. Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Rotation_matrix#In_three_dimensions . [Pokušaj pristupa 28 3 2018.].
- [69] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, E. M. Vitucci, G. Falciasecca, »Speed-Up Techniques for Ray Tracing Field Prediction Models,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*,, svez. 57, br. 5, pp. 1469-1480, 2009.
- [70] V. Degli-Esposti, F. Fuschini, M. Amorini, »Database simplification for field prediction in urban environment [radiowave propagation],« u *IEEE Antennas and Propagation Society, International Symposium*, 2004..
- [71] A. Katalinić Mucalo, R. Zentner, »Ray-Tracing Interpolation for Continuous Modeling of Double Directional Radio Channel,« u *IC004*, Malaga, Španjolska, 2013.
- [72] K. Pedersen, P. E. Mogensen, B. Fleury, »Power azimuth spectrum in outdoor environments,« *IEEE Electronics Lett.*, br. 33, pp. 1583-1584, 1997..
- [73] R. Zentner, A. Katalinić Mucalo, T. Delač, »Virtual Source Modeling for Diffraction in Reference Channel Modeling,« Proc. 7th European Conference on Antennas and Propagation, 2013.
- [74] I. E. Telatar, »Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels, Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies,« *European Transactions on Telecommunications*, svez. 10, br. 6, pp. 585-595, 1999..
- [75] G. J. Foschini, »Layered Space-Time Architecture for wireless communication in a fading environment when using multiple antennas,« *Bell Laboratories Technical Journal*,, svez. 1, br. 2, pp. 41-591, 1996..

- [76] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. J. Smith, A. Naguib, »From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems,« *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, svez. 21, br. 3, pp. 281-302, 2003..
- [77] J. W. Wallace, M. A. Jensen, »review of antennas and propagation for MIMO wireless communications,« *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, svez. 52, br. 11, pp. 2810-2824, 2004..
- [78] C. A. Balanis, *Antenna Theory*, 2nd edition, J. Wiley & Sons, Inc., 1997.

POPIS KRATICA

Kratika	Objašnjenje
5G	Peta generacija mobilnih sustava
AoA	Angle of Arrival
AoD	Angle of Departure
BS	Bazna stanica
COST	European Cooperation in Science and Technology
DIP	Diffraction Interaction Point
DoA	Direction of Arrival
DoD	Direction of Departure
DRMRK	Deterministički referentni model radio kanala
EZ	Entitet zraka
EM	Elektromagnetski
GSCM	Geometry-based Stochastic Channel Model
GTD	Geometrical Theory of Diffraction
IO	Interacting Object
ITU	International Telecommunications Union
loess	Locally Weighted Scatter Plot Smooth
LOS	Line of Sight
METIS	Mobile and Wireless Communications Enablers for the Twenty-twenty Information Society
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MMC	Massive Machine Communications
MS	Mobilna stanica
NLOS	Non-Line of Sight
PDP	engl. Power Delay Profile
SISO	Single Input Single Output
ORT	Over the Rooftop
PDP	Power Delay Profile
RT	Ray Tracing
RMK	Referentni modeli kanala
Rx	Receiver
SVD	Singular Value Decomposition
Tx	Transmitter
UTD	Uniformna teorija difrakcije
VDIP	Virtual Diffraction Interaction Point
VTx	Virtual Transmitter
WINNER	Wireless World Initiative New Radio
XPD	Cross-Polarization Discrimination

ŽIVOTOPIS

Nikola Mataga rođen je u Metkoviću 1983. Osnovnu školu pohađao je u Opuzenu, a gimnaziju u Metkoviću. Još u gimnaziji pokazuje interes za fiziku, matematiku i tehnologiju te može istaknuti da je na jednom od brojnih natjecanja osvojio prvo mjesto u državi iz Fizike. Interes za tehnologijom, inženjerstvom i istraživanjem novih stvari vodi ga do studija na FER-u koji upisuje 2002. i završava 2007. na smjeru radiokomunikacije i profesionalna elektronika. Diplomira kod Prof.dr.sc. Zvonimira Šipuća među 10% studenata na smjeru.

Od 2008. radi u tvrtki MICRO-LINK koja je jedna od vodećih hrvatskih sistem integratora radiokomunikacijskih i telekomunikacijskih sustava. Tijekom rada ima priliku upoznati se sa širokim spektrom radijskih sustava, planirati brojne mikrovalne veze, UHF veze, TETRA sustave kao i WiFi sustave te kasnije raditi konfiguracije, puštanja u rad, pronalaziti greške, interferencije i općenito iskusiti radiokomunikacije u praksi. S obzirom na široke interese i želju za znanjem 2008. upisuje i završava Diploma Study Management - studij poslovnog upravljanja, a 2009. i upisuje poslijediplomski doktorski studij na FER-u.

2010. godine postaje i Tehnički direktor u tvrtki MICRO-LINK i sve se više okreće projektnom vođenju i vođenju ljudi. Zbog uspješnog vodstva i dobre strategije tvrtka MICRO-LINK polako raste i danas broji 35 ljudi od čega je odjel Tehnike sa 20 ljudi sa više od 10 inženjera. 2013. pokreće i maloprodaju agruma obiteljskog OPGa koja danas prerasta u jedan mali obiteljski biznis koji već tri godine uspješno proizvodi ekološko voće. Zbog balansiranja brojnih poslovnih obveza i obiteljskog života (Nikola je ponosni otac dvoje djece) doktorski studij nažalost traje dulje od inicijalno planiranoga. Svejedno ovaj period ispunjen je istraživanjem, diskusijama, pisanju članaka, sve uz potporu sjajnog mentora i čovjeka prof.dr.sc. Radovana Zentnera.

U sklopu znanstveno-istraživačkog rada na poslijediplomskom studiju Nikola je objavio 10ak znanstvenih radova te sudjelovao u radu europskih projekata COST2100, i IC1004 i CA15104. Nikola je član Hrvatske Komore Inženjera i arhitekata. Osim putovanja s obitelji voli košarku, trčanje i obožava čitanje knjiga. Trenutno je fokusiran na osobni razvoj, a tehnološki interes mu je usmjeren prema IoT (Internet of Things) tehnologijama povodom čega piše i blog www.simpleiot.eu.

POPIS RADOVA

Izvorni znanstveni i pregledni radovi u CC časopisima

Mataga, Nikola; Zentner, Radovan; Katalinić Mucalo, Ana.

Ray entity based postprocessing of ray-tracing data for continuous modeling of radio channel.

// *Radio science*. **49** (2014) , 3; 217-230

Znanstveni radovi u drugim časopisima

Katalinić Mucalo, Ana; Zentner, Radovan; Mataga, Nikola.

Benefits and Challenges of Deterministic Reference Channel Models. // *Automatika : časopis za automatiku, mjerenje, elektroniku, računarstvo i komunikacije*. **53** (2012) , 1; 80-87

Znanstveni radovi u zbornicima skupova s međunar.rec.

Mucalo, Ana Katalinic; Zentner, Radovan; Mataga, Nikola.

Perspectives of Geometry Based Deterministic Reference Channel Models for 5G

Applications // *Proceedings of Elmar-2018 60th International Symposium ELMAR-2018 /*

Muštra, Mario ; Grgić, Mislav ; Zovko-Cihlar, Branka ; Vitas, Dijana (ur.). Zadar : IEEE, 2018. 191-194

Zentner, Radovan; Hrovat, Andrej; Nikola Mataga.

Derivation and application of ray entity concept // *Proceedings of XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GAAS)*. Beijing : IEEE, 2014. 1-4

Druge vrste radova

Zentner, Radovan; Katalinić Mucalo, Ana; Mataga, Nikola.

Transfer Matrix of Ray Tracing Simulated MIMO Radio Channel, 2017. (izvješće).

Zentner, Radovan; Mataga, Nikola; Katalinić Mucalo, Ana.

Ray entity based post processing and interpolation of ray tracing data for continuous modeling of radio channel, 2013. (izvješće).

Mataga, Nikola; Zentner, Radovan;

Open issues in ray entity based radio channel modeling, 2015. (izvješće).

Zentner, Radovan; Mataga, Nikola; Katalinić Mucalo, Ana.

Arbitrary rotation of the antenna in global coordinates for geometry based radio channel models, 2018. (izvješće).

CURRICULUM VITAE

Nikola Mataga was born in Metković in 1983. While still in Gymnasium he showed interest in physics, mathematics, chemistry and technology in general. One of the major achievements from that time is first place in State competition in physics. His interest in technology, engineering and wish to always explore new things lead him to enroll in FER in 2002. where he successfully graduated in 2007. among top 10% of students at the department of Radio communications and professional electronics. He graduated with the supervision of prof.dr.sc. Zvonimir Šipuš.

Since 2008. he has been working in Micro-link, one of the leading Croatian system integrators of radio communications and telecommunications solutions. While working he has had the opportunity to get hands-on experience with wide range of radio systems, do planning of microwave links, UHF links, TETRA systems and WiFi systems, and then configure, commission, troubleshoot, do interference analysis and much more. Due to his broad interests and desire to learn, in 2008. he enrolled and finished Diploma Study Management, a business management study program, and a year later he enrolled in postgraduate doctoral study at FER.

In 2010. he became Technical Director in Micro-link and started mixing engineering skills with project management and soft skills. Micro-link is currently employing 35 people, and more than 50% are engineers and technicians under Nikola's supervision. In 2013. Nikola launched a retail sale for the family farm, and nowadays it's transformed into a small family business OPG Mataga growing organic citrus fruit. Trying to balance several business obligations and family life (Nikola is a proud father of two children), doctoral studies took more than initially planned. Anyway, this period was filled with exams, research, discussions, writing articles and enjoying the cooperation and support of my mentor, a good friend and a also a very good man, prof.dr.sc. Radovan Zentner.

During the scientific-research work, Nikola published 10 scientific papers and participated in the work of European projects COST2100, IC1004 and CA15104. Nikola is also a member of the Croatian Chamber of Engineers and Architects. In addition to traveling with the family, he likes basketball, running and enjoys reading books. Currently he is focused on personal development and the IoT (Internet of Things) technologies which is also the main subject of his blog www.simpleiot.eu.