

# **RAZŠIRJANJE RADIJSKIH VALOV V POSEBNIH OKOLJIH**

mag. Andrej Hrovat

**Doktorska disertacija**  
**Mednarodna podiplomska šola Jožefa Stefana**  
**Ljubljana, Slovenija, april 2011**

**Mentor:** *prof. dr. Gorazd Kandus*

**Somentor:** *doc. dr. Tomaž Javornik*

**Komisija za oceno doktorske disertacije**

*doc. dr. Mihael Mohorčič*, Odsek za komunikacijske sisteme, Institut "Jožef Stefan",  
Ljubljana

*prof. dr. Marko Jagodič*, Omersova 62, Ljubljana

*doc. dr. Aleš Švigelj*, Odsek za komunikacijske sisteme, Institut "Jožef Stefan", Ljubljana

MEDNARODNA PODIPLOMSKA ŠOLA JOŽEFA STEFANA  
JOŽEF STEFAN INTERNATIONAL POSTGRADUATE SCHOOL



Andrej Hrovat

# RAZŠIRJANJE RADIJSKIH VALOV V POSEBNIH OKOLJIH

**Doktorska disertacija**

## RADIO WAVE PROPAGATION IN SPECIAL ENVIRONMENTS

**Doctoral Dissertation**

*Mentor:* prof. dr. Gorazd Kandus

*Somentor:* doc. dr. Tomaž Javornik

Ljubljana, Slovenija, april 2011



# Kazalo vsebine

<b>Povzetek</b> .....	<b>V</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>VII</b>
<b>Seznam krajšav</b> .....	<b>XI</b>
<b>1 Uvod</b> .....	<b>1</b>
1.1 Organizacija doktorske disertacije .....	3
1.2 Prispevki doktorske disertacije .....	3
<b>2 Mehanizmi in modeli razširjanja radijskega signala</b> .....	<b>5</b>
2.1 Parametri za opis radijskega kanala .....	5
2.1.1 Izguba poti .....	5
2.1.2 Presih radijskega signala .....	7
2.1.3 Razpršitev zakasnitve .....	9
2.1.4 Koherenčna pasovna širina .....	9
2.2 Osnovni pojavi razširjanja radijskih signalov .....	9
2.2.1 Razširjanje radijskega signala v praznem prostoru .....	10
2.2.2 Odboj .....	11
2.2.3 Uklon .....	12
2.2.4 Lom .....	12
2.2.5 Sipanje .....	12
2.3 Razvrstitev modelov razširjanja radijskega signala .....	13
2.4 Merila za izbiro modela razširjanja .....	14
2.5 Deterministični pristopi določanja izgube poti .....	16
2.5.1 Tehnike sledenja žarka .....	16
2.5.1.1 Metoda pošiljanja in odbijanja žarka .....	16
2.5.1.2 Metoda slik .....	18
2.6 Modeli razširjanja radijskega signala za zunanja okolja .....	19
2.6.1 Model Okumura-Hata .....	21
2.6.2 Model Hata COST 231 .....	22
2.6.3 Model Longley/Rice .....	23
2.6.4 Model COST 231 Walfisch-Ikegami .....	23
2.6.5 Modeli na osnovi uklona žarkov čez vrh streh .....	25
2.6.6 Model dveh žarkov .....	25
2.7 Modeli razširjanja signala v notranjosti stavb .....	27
2.7.1 Model enotnega nagiba .....	28
2.7.2 Model linearnega slabljenja .....	28
2.7.3 Model faktorja slabljenja .....	28
2.7.4 Model Keenan-Montley .....	29
2.7.5 Model več sten .....	29

<b>3 Razširjanje radijskega signala v posebnih okoljih .....</b>	<b>31</b>
3.1 Značilnosti razširjanja radijskega signala v predorih in podzemnih hodnikih .....	32
3.2 Radijski signal v valovodu.....	35
3.3 Žarkovni modeli.....	37
3.4 Modeli več nagibov in točka preloma.....	38
3.4.1 Model TUV .....	40
3.4.2 Model Zhang .....	41
<b>4 Tehnologije za zagotavljanje komunikacijskih storitev v posebnih okoljih .....</b>	<b>45</b>
4.1 Standard TETRA .....	46
4.1.1 Načini delovanja sistema TETRA.....	47
4.1.1.1 Snopovni način delovanja.....	47
4.1.1.2 Neposredni način delovanja .....	48
4.1.2 TETRA za komunikacijske storitve v posebnih okoljih .....	49
4.2 Standard IEEE 802.16 in WiMAX .....	49
4.2.1 WiMAX 802.16-2004 in ETSI HiperMAN .....	50
4.2.2 WiMAX 802.16e-2005 .....	52
4.2.3 Primerjava standardov WiMAX OFDM in WiMAX OFDMA .....	53
4.2.4 WiMAX za komunikacijske storitve v posebnih okoljih.....	53
4.3 Standard IEEE 802.11 in Mesh WiFi .....	53
4.3.1 Brežžična zankasta omrežja .....	55
4.3.2 WiFi za komunikacijske storitve v posebnih okoljih.....	56
4.4 Standard IEEE 802.15.4 in ZigBee.....	56
4.4.1 Fizična plast IEEE 802.15.4.....	57
4.4.2 Plast MAC standarda IEEE 802.15.4.....	57
4.4.2.1 Vrste naprav.....	58
4.4.3 Omrežna plast in topologije omrežja ZigBee.....	58
4.4.4 IEEE 802.15.4 in ZigBee za komunikacijske storitve v posebnih okoljih .....	60
<b>5 Merjenje slabljenja radijskega signala v posebnih okoljih .....</b>	<b>61</b>
5.1 Merilna okolja.....	61
5.1.1 Predor Strunjan–Portorož.....	61
5.1.2 Predor Karavanke.....	62
5.2 Merilna oprema in potek meritev.....	63
5.2.1 Merjenje razdalje.....	64
5.2.2 Programska oprema za samodejno izvajanje meritev .....	66
5.2.3 Sistem TETRA .....	67
5.2.4 Sistem WiMAX.....	68
5.2.5 Senzorski sistem.....	69
5.3 Rezultati meritev in analiza .....	70
5.3.1 Predor Strunjan–Portorož.....	70
5.3.2 Predor Karavanke.....	74
5.3.2.1 Ravni del predora .....	75
5.3.2.2 Zaviti del predora .....	78
<b>6 Model razširjanja radijskega signala za posebna okolja.....</b>	<b>81</b>
6.1 Veljavnost modela Zhang .....	81
6.2 Veljavnost modela TUV .....	82

6.3 Model izgube poti s štirimi nagibi .....	84
6.4 Statistično ovrednotenje predlaganega modela izgube poti s štirimi nagibi .....	90
<b>7 Modeliranje poteka slabljenja radijskega signala v predorih .....</b>	<b>93</b>
7.1 Simulacijsko orodje WinProp .....	93
7.2 Potek simulacij .....	94
7.3 Simulacijski scenariji .....	96
7.3.1 Železniški predor .....	96
7.3.2 Cestni predor .....	98
7.4 Rezultati simulacij in njihova analiza .....	99
<b>8 Zaključki.....</b>	<b>107</b>
8.1 Izvirni znanstveni dosežki.....	107
8.2 Smernice za nadaljnje delo.....	108
<b>9 Zahvale.....</b>	<b>111</b>
<b>10 Literatura in viri .....</b>	<b>113</b>
<b>Kazalo slik .....</b>	<b>121</b>
<b>Kazalo tabel.....</b>	<b>123</b>



## Povzetek

V doktorski disertaciji obravnavamo problematiko razširjanja radijskih signalov v posebnih okoljih. Osredotočili smo se predvsem na razvoj modela razširjanja signala v dolgih cestnih predorih in podzemnih hodnikih, ki omogoča precej natančen izračun poteka slabljenja signala vzdolž predora ter s tem hitro oceno dosega komunikacijskega sistema. Razviti model razširjanja radijskega signala je uporaben predvsem v telekomunikacijskih sistemih, ki jih uporabljajo enote za zaščito in reševanje.

Model smo razvili na podlagi meritev jakosti signala v dveh predorih različnih oblik, dimenzij in namembnosti za različne frekvence radijskega signala. Pri analizi meritev smo ugotovili splošen potek slabljenja radijskega signala vzdolž predora. Ugotovitve smo uporabili za analitično določitev značilnih območij razširjanja radijskih signalov, ki skupaj s prelomnimi točkami sestavljajo nov empirični model slabljenja signala s štirimi nagibi.

Ugotovili smo, da lahko slabljenje radijskega signala vzdolž predora predstavimo s funkcijo, sestavljeno iz štirih odsekov, ki so: (i) območje neposredne bližine, (ii) bližnje območje, (iii) oddaljeno območje in (iv) zelo oddaljeno območje. Na prvem območju jakost signala upada tako kot v praznem prostoru. Slabljenje na bližnjem območju se zelo zmanjša in je določeno z empirično ocenjenim faktorjem slabljenja  $\alpha$ . Na oddaljenem območju nivo signala upada podobno kot v valovodu, medtem ko potek slabljenja v zelo oddaljenem polju ustreza slabljenju v praznem prostoru. Točke preloma, ki ločujejo posamezna območja razširjanja, smo določili računsko in empirično. Položaj prve prelomne točke ustreza največji razdalji, do katere je prva Fresnelova cona še prosta. Druga prelomna točka je posledica izgub v stenah predora. Če bi bile stene predora idealni prevodnik, bi bil oddajnik s strani sprejemnika viden kot neskončno polje slikovnih izvorov, saj bi se radijsko valovanje širilo kot v valovodu. Ker pa stene predora niso idealno prevodne, sprejemnik vidi oddajnik kot omejeno antensko polje, kar povzroči večje slabljenje radijskega signala na bližnjem območju. Zadnjo prelomno točko, pri kateri valovodni pojav izzveni, smo določili empirično na podlagi rezultatov meritev v predoru Karavanke.

Parametre modela smo določili za štiri telekomunikacijske sisteme, za katere predvidevamo, da se bodo v bližnji prihodnosti uporabljali za prizemne komunikacije v izrednih razmerah in posebnih okoljih, in sicer za sistema TETRA in WiMAX ter telekomunikacijske sisteme za brezžične lokalne računalniške mreže (WLAN) na osnovi standardov IEEE 802.11 in telekomunikacijske sisteme za prenos podatkov v brezžičnih

senzorskih omrežjih na osnovi standarda IEEE 802.15.4. V arkadnem predoru Strunjan–Portorož smo ugotovili, da je zaradi dolžine predora krivulja slabljenja signala za različne frekvence sestavljena le iz treh odsekov. Potek krivulje slabljenja signala frekvence 400 MHz strmo pada do prve prelomne točke, ki je na oddaljenosti približno 10 m. Zatem se strmina padanja zmanjša in znaša približno 0,25 dB/m. V zadnjem delu krivulje se slabljenje še dodatno zmanjša na vrednost 0,1 dB/km. Vrednosti slabljenja tretjega (valovodnega) dela krivulj pri signalih višjih frekvenc so po pričakovanju bistveno manjše. Za frekvenco signala 868 MHz znaša slabljenje 0,042 dB/m, pri 3,5 GHz pa le še 0,032 dB/m. Na ravnem delu daljšega cestnega predora Karavanke ima funkcija izgube poti štiri značilne odseke. Na bližnjem območju znaša slabljenje signala 0,13 dB/m. V osrednjem delu, kjer se pojavi valovodi učinek, znaša strmina padanja jakosti radijskega signala frekvence 400 MHz 0,025 dB/m. Iz rezultatov meritev je tudi razvidno, da na slabljenje v osrednjem delu vpliva tudi položaj oddajnika in sprejemnikov. Oddajnik, postavljen v stransko nišo predora, povzroči dvakrat večje slabljenje signala v valovodnem delu. Na osnovi meritev v zavitem delu smo ugotovili padanje krivulje izgube poti s faktorjem 0,075 dB/m. Večje slabljenje je posledica odsotnosti neposredne vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom, kar povzroči tudi bistveno krajši doseg zveze.

Veljavnost predlaganega modela smo ocenili tudi s simulacijami, ki so temeljile na metodi sledenja žarka. Preverili smo vpliv posameznih parametrov predora (obliko, prečne dimenzije, elektromagnetne lastnosti sten in tal), frekvenc signala in različnih položajev oddajnikov in sprejemnikov na slabljenje razširjanja radijskega signala. Ugotovili smo, da na širjenje radijskega signala v predoru močno vplivajo velikost in oblika predora ter nosilna frekvenca radijskega signala. Vpliv položaja sprejemnika in oddajnika v predoru na poteke krivulj slabljenja je zanemarljiv, medtem ko je vpliv lastnosti materialov, iz katerih so zgrajene stene, strop in tla predora, na potek krivulje slabljenja, opazen.

Rezultati simulacij so pokazali, da predlagani empirični model v zadostni meri upošteva vse bistvene parametre, ki vplivajo na razširjanje radijskega signala v posebnih okoljih. Predlagani empirični model razširjanja radijskega signala s štirimi nagibi, ki je osnovni izvorni prispevek disertacije, omogoča preprost in dovolj natančen izračun razširjanja radijskega signala frekvence do 1 GHz v ravnih predorih ter podzemnih hodnikih različnih velikosti in oblik.

## Abstract

In this doctoral thesis, radio signal propagation in special environments is discussed. The primary focus is on the development of a path loss model for radio signal propagation in long road tunnels and underground passageways, which allows a rather precise calculation of radio signal path loss and, consequently, a quick assessment of the communication system range. The developed path loss channel model is particularly useful for terrestrial telecommunication systems used in public protection and disaster relief (PPDR).

The proposed channel model consists of four segments with diverse slopes of path loss and break points between those segments. The model was designed based on the received signal strength measurements at various carrier frequencies of radio signal along two tunnels with different shape, size and purpose of use. By analysing the measurements, we established the general path of radio signal attenuation in long tunnels. These findings were used for analytical determination of characteristic zones of radio signal expansion in tunnels with four slopes which, together with break points, present a new empirical model of signal attenuation. Furthermore, we established that radio signal attenuation along a tunnel could be presented with a function comprising four segments, as specified by the distance between transmitter and receiver: (i) area of close proximity, (ii) nearby area, (iii) far area and (iv) very far area.

In the first segment, the area of close proximity, the signal exhibits free space loss. In the second segment, the nearby area, signal attenuation gradient is significantly reduced and represented by the empirically estimated attenuation factor  $\alpha$ . In the third segment, the far area, the signal level decreases like in the waveguide, while the attenuation gradient in the fourth segment, the very far area, corresponds to free space loss again. Break points, separating the individual propagation areas, were defined empirically and with calculation. The position of the first break point corresponds to the maximum distance at which the first Fresnel zone is still free of obstacles. The second break point occurs due to losses in the walls of the tunnel.

If the walls of the tunnel were an ideal conductor, the transmitter would be perceived by the receiver as an infinite field of transmitter images and, consequently, radio waves would propagate as in a waveguide. However, since the tunnel walls are not made of the perfect conductor, the receiver sees the transmitter antenna as a limited field of transmitter images, which results in greater attenuation gradient of radio signal in the nearby field. The last break point, at which the waveguide effect disappears, was

determined empirically from measurement results in the tunnel Karavanke.

Model parameters were determined for four telecommunication systems, which are expected to be used for terrestrial communications in emergencies and special environments in the near future – namely the TETRA and WiMAX systems, and telecommunication systems for wireless local networks (WLAN) based on IEEE 802.11 standards and telecommunication systems for data transmission in wireless sensor networks based on IEEE 802.15.4.

The parameters of the proposed path loss model were estimated from measurements in the Strunjan-Portorož tunnel and the Karavanke tunnel. Due to the length of the Strunjan-Portorož arcade tunnel, path loss is estimated only for three segments. At the carrier frequency 400 MHz, signal attenuation drops sharply until the first break point, which is at a distance of about 10 m. Thereafter, the downward slope decreases to approximate 0.25 dB/m. In the last part of the curve, the attenuation gradient is further reduced to 0.1 dB/m. The attenuation gradient of the third (waveguide) section of the curve for higher frequency signals is significantly lower, as expected. At 868 MHz frequency, signal attenuation gradient is 0.042 dB/m, but only 0.032 dB/m at 3.5 GHz. In the straight section of the Karavanke long road tunnel, the path loss function has four distinctive sections. In the nearby area, the signal attenuation gradient is 0.13 dB/m. In the central part, where the phenomenon of waveguides effect occurs, the attenuation gradient of radio signal frequency 400 MHz is 0.025 dB/m. The measurement results also show that the attenuation gradient in the central part is affected by the position of the transmitter and the receiver. The transmitter placed in the tunnel lateral niche caused duplicate signal attenuation gradient in the waveguide part. Results of measurements taken in the curved part of the tunnel showed that path loss is decreasing with the factor of 0.075 dB/m. Greater attenuation gradient is due to the lack of direct visibility between the transmitter and the receiver which results in a significantly shorter communication range.

In addition, the validity of the proposed model was evaluated through simulations, which were based on ray-tracing method. The influences of individual tunnel parameters (shape, transverse dimensions, electromagnetic properties of walls and floor, the signal carrier frequencies and different transmitters and receivers) on signal attenuation gradient were examined.

It was established that the radio signal propagation in a tunnel is strongly influenced by the size and shape of the tunnel, as well as the carrier frequency of radio signal. On the one hand, the position of the receiver and transmitter in the tunnel showed a negligible impact on the attenuation gradient, while on the other hand the material properties from which the walls, the ceiling and the floor of the tunnel were built showed a noticeable impact on the attenuation gradient.

The simulation results showed that the proposed empirical model adequately takes into consideration all the essential parameters that affect the propagation of radio signals in

special environments. In conclusion, the proposed empirical radio signal propagation model with four slopes, which is the essential original contribution of the thesis, enables a simple and sufficiently accurate calculation of the radio signal propagation of frequencies up to 1 GHz in straight tunnels and underground passageways of different sizes and shapes.



## Seznam krajšav

3G	3rd Generation Wireless Systems	brežžični sistemi tretje generacije
AVL	Automatic Vehicle Location	samodejno sledenje vozil
CCK	Complementary Code Keying	modulacije s komplementarno kodo
CIM	Cascade Impedance Method	metoda kaskadne impedance
CMD	Circuit Mode Data	podatki vodovnega načina
DMO	Direct Mode Operation	neposredni način delovanja
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	razpršeni spekter z neposrednim zaporedjem
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power	efektivna izotropna sevana moč
ERP	Effective Radiated Power	efektivna sevana moč
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	Evropski inštitut za telekomunikacijske standarde
FFD	Full Function Device	naprave s polno funkcionalnostjo
FEC	Forward Error Correction	vnaprejšnje popravljanje napak
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum	razpršeni spekter s frekvenčnim skakanjem
FSL	Free Space Loss	izgube v praznem prostoru
GO	Geometrical Optics	geometrijska optika
GPRS	General Packet Radio Service	splošna paketna radijska storitev
GPS	Global Positioning System	globalni navigacijski sistem
GTD	Geometrical Theory of Diffraction	geometrijska teorija uklona
GTS	Guaranteed Time Slot	zagotovljeno časovno okno
GSM	Global System Mobile	globalni sistem mobilne telefonije
HSxPA	High Speed x Packet Access	paketni dostop z visoko hitrostjo
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	inštitut inženirjev elektrotehnike in elektronike
IP	Internet Protocol	internetni protokol
IRT	Intelligent Ray Tracing	napredno sledenje žarka
LAM	Linear Attenuation Model	model linearnega slabljenja
LAN	Local Area Network	lokalno omrežje
LOS	Line Of Sight	neposredna vidljivost
LR-WPAN	Low-Rate Wireless Personal Area Network	osebno brezžično omrežje z nizkimi hitrostmi prenosa

MAC	Medium Access Control	krmiljenje dostopa do medija
MBM	Modal Based Model	model na osnovi rodov
MIMO	Multiple Input, Multiple Output,	več vhodov, več izhodov
MM	Multimodal Model	večrodovni model
MWM	Multi Wall Model	model več sten
NLOS	Non Line of Sight	brez neposredne vidljivosti
OFDM	Orthogonal Frequency Multiplex	ortogonalni frekvenčni multipleks
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	ortogonalno frekvenčno deljen sodostop
PAW	Perfectly Absorbing Wedge	klin s popolnim vpijanem
PD	Packet Data	pakতিরani podatki
PEI	Peripheral Equipment Interface	vmesnik periferne opreme
PHY	Physical Layer	fizična plast
PO	Physical Optics	fizikalna optika
QoS	Quality of Service	kakovost storitev
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	kvadratura modulacija s faznim pomikom
RDN	Ray Density Normalization	normalizacije gostote žarkov
RFD	Reduce Function Device	naprave z zmanjšano funkcionalnostjo
SBR	Shooting and Bouncing Rays	pošiljanje in odbijanje žarka
SDS	Short Data Service	storitev kratkih podatkov
SDS-TL	Short Data Service – Transport Layer	storitev kratkih podatkov transportnega nivoja
SIM	System Identification Method	metoda identifikacije sistema
SIM	Subscriber Identification Module	modula za identifikacijo naročnika
SISO	Single Input, Single Output	en vhod, en izhod
SS	Subscriber Station	naročniška postaja
SSM	Segmental Statistic Method	metoda segmentirane statistike
TEDS	TETRA Enhanced Data Service	izboljšane podatkovne storitve TETRA
TETRA	TErrestrial Trunked Radio	prizemni snopovni radio
TUV	Technical University of Vienna	Tehniška univerza na Dunaju
UHF	Ultra High Frequency	ultravisoka frekvenca
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System	univerzalni mobilni telekomunikacijski sistem
USB	Universal Serial Bus	univerzalno serijsko vodilo
UTD	Uniform Theory of Diffraction	enotna teorija uklonov
UWB	Ultra-Wide Band	ultraširoki pas
VHF	Very High Frequency	zelo visoka frekvenca
WAP	Wireless Application Protocol	brezžični aplikacijski protokol

WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	širokopasovni kodno porazdeljeni sodostop
WIM	Walfisch Ikegami Model	model Walfisch Ikegami
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access	globalno združljivo delovanje za mikrovalovni dostop
WLAN	Wireless Local Area Network	brežžično lokalno omrežje



# 1 Uvod

Uporabniki telekomunikacijskih storitev želijo imeti dostop do storitev kadar koli in kjer koli, tudi na mestih, kjer pred kakim desetletjem niti pomislili nismo, da bi poslušali radio ali gledali televizijo, kaj šele telefonirali. Lep primer so dolgi železniški in cestni predori. Brezžične telekomunikacijske tehnologije, razvite v zadnjih desetletjih, so bile predvidene za zagotavljanje telekomunikacijskih storitev v okoljih, kjer živi in se giblje večina ljudi, to je v mestih, vaseh, gozdovih itd. Vendar se ljudje občasno znajdejo tudi v posebnih okoljih, na primer v dolgih železniških ali cestnih predorih, kjer si tudi želijo imeti stik z zunanjim svetom. Zdajšnjo brezžično tehnologijo lahko uporabimo v omenjenih posebnih okoljih, vendar je razširjanje valovanja precej drugačno kot v običajnih okoljih, zato je za zagotavljanje brezžičnih telekomunikacijskih storitev v posebnih okoljih treba poznati zakonitosti in dejavnike, ki vplivajo na razširjanje radijskega signala v njih.

Zagotavljanje brezžične povezljivosti je pomembno predvsem v dolgih cestnih in železniških predorih. Medtem ko v običajnih kratkih predorih zagotavljanje brezžičnih telekomunikacijskih storitev ne povzroča večjih težav, saj so omenjeni predori dobro pokriti z radijskim signalom, ki v predor vstopa od zunaj, se težave pojavijo v daljših predorih, ki skozi gorovja povezujejo dve dolini. Taki predori so običajno sestavljeni iz treh odsekov, in sicer iz dveh ukrivljenih delov na obeh vseh v predor ter iz ravnega dela na sredini. Dolžina predorov, ki je pogosto nekaj kilometrov, skupaj s krivinami ob vseh vseh, onemogoča uporabo baznih postaj, ki so postavljene zunaj predora, antene pa so usmerjene v predor. Za nemoteno komunikacijo v predorih namestimo brezžično komunikacijsko infrastrukturo, ki jo sestavljajo sevalni kabli ali niz baznih postaj.

Možnost uporabe komunikacijskih storitev postane težavna predvsem v primeru izrednih razmer, kot so prometne nesreče, ki jih pogosto spremljajo požari. Hitra in zanesljiva komunikacija med ekipo v predoru in zunanjo ekipo je pogoj za usklajeno in hitro ukrepanje v različnih reševalnih akcijah. V izrednih razmerah komercialni brezžični komunikacijski sistemi ne zagotavljajo potrebne zanesljivosti. Težave povzročajo predvsem omejene kapacitete sistemov in manjkajoča funkcija pritiski in govori, pri kateri govorca slišijo vsi udeleženci reševalne akcije. Povečano število uporabnikov povzroči zasičenost sistema, kar onemogoči kakršno koli komunikacijo. Poleg tega so pri velikem številu nesreč v dolgih cestnih in železniških predorih pogosti tudi požari, ki poškodujejo žično in brezžično telekomunikacijsko infrastrukturo. Zaradi navedenih razlogov je mnogokrat treba vzpostaviti zanesljiv avtonomni sistem, ki deluje neodvisno od zdajšnje telekomunikacijske infrastrukture v predoru in je izrecno namenjen

profesionalnim uporabnikom (gasilcem, reševalcem in policistom).

Pri izbiri ustrezne komunikacijske tehnologije je treba poleg zmožnosti avtonomnega delovanja upoštevati še možnost povezljivosti v zdajšnja omrežja in razširjenosti terminalov. Različne komercialne rešitve, ki so razširjene tudi med profesionalnimi uporabniki, sicer omogočajo določeno stopnjo avtonomnosti in povezljivost terminalov v večja omrežja (WiFi, WiMAX), vendar zanesljivo in profesionalno rešitev, ki je že v osnovi namenjena za komunikacije v posebnih razmerah, predstavlja tehnologija TETRA. Ta sistem deluje popolnoma avtonomno, saj je vanj implementiran neposredni način delovanja, ki omogoča komunikacijo brez podpore omrežne infrastrukture. Z uporabo repetitorjev je omogočeno povečanje dosega komunikacije. Povezava v druga omrežja pa poteka prek bazne postaje do telefonske centrale z vmesnikom v javno telekomunikacijsko omrežje. Zaradi omenjenih vzrokov so terminali TETRA postali standardna komunikacijska oprema članov enot za zaščito in reševanje po Evropi in svetu.

V izrednih razmerah je hitra določitev dosega telekomunikacijskega sistema bistvenega pomena pri vzpostavitvi začasnega samostojnega komunikacijskega sistema. Pri tem je pomembna vloga natančne in hitre določitve poteka slabljenja signala v odvisnosti oddaljenosti sprejemnika od oddajnika, za kar potrebujemo preprost in zanesljiv model izgube poti. Model mora upoštevati specifične položaje oddajnikov in sprejemnikov, okolje razširjanja (dimenzije predora) in nosilno frekvenco uporabljenega komunikacijskega sistema.

Razširjanje radijskega signala je v strokovni literaturi obsežno obdelano, saj je za različna frekvenčna območja na voljo vrsta modelov za izračun pokritosti različnih območij z radijskim signalom. Dozdajšnje rešitve v literaturi pa ne obravnavajo razširjanja signala v predorih pri nižjih frekvencah in na daljših razdaljah. Večina predlaganih pristopov uporablja deterministične modele razširjanja radijskega signala, ki niso primerni za uporabo med nujnim posredovanjem zaradi časovne potratnosti, nepoznavanja natančne geometrije okolja in elektromagnetnih lastnosti materialov na mestu operacije. Predlagani so bili tudi empirični modeli, ki pa veljajo le za višje frekvence in za razmeroma kratke razdalje – do 500 m.

Namen doktorske disertacije je določiti empirični model razširjanja radijskega signala za predore, ki opisuje potek slabljenja signala vzdolž predora ter omogoča preprosto in učinkovito določanje dosega brezžične povezave v predorih za profesionalne komunikacijske sisteme. V raziskavo smo poleg že omenjenega sistema TETRA vključili še sistem za prenos podatkov v brezžičnih senzorskih omrežjih po standardu IEEE 802.15.4 in sistem za širokopasovni prenos podatkov po priporočilih WiMAX. V ta namen smo izvedli več serij meritev v dveh različnih predorih za različne frekvence radijskega signala. Na podlagi izmerjenih rezultatov smo določili zakonitosti razširjanja radijskega signala v posebnih okoljih, ki smo jih preverili tudi s simulacijami.

## 1.1 Organizacija doktorske disertacije

Po uvodnem poglavju podajamo v drugem poglavju pregled mehanizmov in modelov razširjanja radijskega signala, zatem opišemo parametre radijskega signala, osnovne pojave razširjanja radijskega signala in razvrstimo modele razširjanja. V zadnjem delu poglavja še opišemo modele razširjanja radijskega signala znotraj in zunaj stavb, ki se najpogosteje uporabljajo v komercialnih orodjih.

V tretjem poglavju podrobneje predstavljamo razširjanje radijskega signala v posebnih okoljih. Opisujemo značilnosti razširjanja radijskih signalov v predorih in podzemnih hodnikih ter podajamo zakonitosti razširjanja radijskega signala v valovodih, ki imajo podobne lastnosti kot predori. V nadaljevanju se osredotočamo na žarkovne in empirične modele z več nagibi, ki se uporabljajo za izračun slabljenja radijskega signala v posebnih okoljih.

Opis potencialne tehnologije za zagotavljanje komunikacijskih storitev v posebnih okoljih opisujemo v četrtem poglavju. Pri tem poudarjamo osnovne tehnične značilnosti tehnologij TETRA, WiMAX, WiFi in ZigBee ter navedemo primernost posamezne tehnologije za uporabo v izrednih razmerah.

Peto poglavje vsebuje opis merjenja jakosti radijskega signala v dveh različnih predorih. Predstavljamo oba predora, merilno opremo in postopek izvajanja meritev. Na podlagi rezultatov meritev v nadaljevanju ugotovimo osnovne značilnosti razširjanja signala različnih nosilnih frekvenc v predorih različnih velikosti.

Šesto poglavje je osrednji del doktorske disertacije. V njem predlagamo nov empirični model razširjanja radijskega signala. V prvem delu poglavja preverjamo veljavnost empiričnih modelov izgube poti pri nižjih frekvencah in daljših razdaljah. Nato na osnovi rezultatov meritev, podanih v petem poglavju, opisujemo nov empirični model širjenja radijskega signala z več nagibi, ki je primeren za uporabo v predorih in podzemnih hodnikih pri frekvencah, ki jih uporabljajo profesionalni komunikacijski sistemi. V zaključku primerjamo predlagani model z rezultati meritev in podamo odstopanje modela od meritev.

Veljavnost predlaganega modela preverjamo s simulacijami, katerih rezultati so zbrani v sedmem poglavju. Najprej opisujemo simulacijsko orodje, ki smo ga uporabili pri izvajanju simulacij. V nadaljevanju opisujemo scenarije simulacij. Rezultate simulacij, njihovo analizo ter primerjavo z meritvami na terenu in s predlaganim empiričnim modelom podajamo na koncu poglavja.

## 1.2 Prispevki doktorske disertacije

Doktorska disertacija obravnava problematiko razširjanja radijskega signala in dosega komunikacijskega sistema v posebnih okoljih. Naš cilj je bil določiti empirični model, ki v primeru izrednih razmer omogoča preprosto, hitro in dovolj natančno določitev dosega

komunikacije in slabljenja signala vzdolž predora ali podzemnega hodnika.

Doktorska disertacija vsebuje naslednje izvirne prispevke:

- predlog empiričnega modela izgube poti s štirimi nagibi za dolge cestne in železniške predore, ki vključuje:
  - štiri značilna območja, in sicer (i) odsek s slabljenjem v odprtem prostoru oziroma območje neposredne bližine, (ii) bližnje območje, (iii) oddaljeno območje in (iv) zelo oddaljeno območje;
  - analitične izraze za izračun slabljenja radijskega signala;
  - meje med posameznimi območji (prelomne točke), ki so določene analitično in z meritvami;
- opis merilne metode za ocenitev izgube poti, vključno s:
  - programsko in strojno opremo za zajem meritev nivoja radijskega signala naslednjih telekomunikacijskih sistemov: TETRA, WiMAX; IEEE 802.11, IEEE 802.16;
  - programsko in strojno opremo za določanja oddaljenosti sprejemnika od oddajnika v zaprtih prostorih;
- analizo veljavnosti modela s simulacijami pri različnih frekvencah, oblikah predora, dimenzijah predora in lastnostih materiala, iz katerega so zgrajena tla in stene predora.

## 2 Mehanizmi in modeli razširjanja radijskega signala

Brezžični komunikacijski sistem je sestavljen iz treh osnovnih segmentov: oddajnika, prenosnega medija oziroma radijskega kanala in sprejemnika. Oddajnik je generator električnega signala, ki vsebuje informacijo. Električni signal se v antenskem sklopu pretvori v elektromagnetno valovanje, ki potuje skozi prostor do sprejemnika. Sprejemnik iz sprejetega elektromagnetnega valovanja tvori električni signal, iz katerega oceni oddano informacijo. Razširjanje elektromagnetnega valovanja lahko v celoti opišemo z Maxwellovimi enačbami. Vendar pa so ti opisi zapleteni, zato pri najrazličnejših analizah pogosto predpostavimo prisotnost linearne prenosnega medija, v katerem je mogoče različne signale opisati mnogo preprosteje [1, 2].

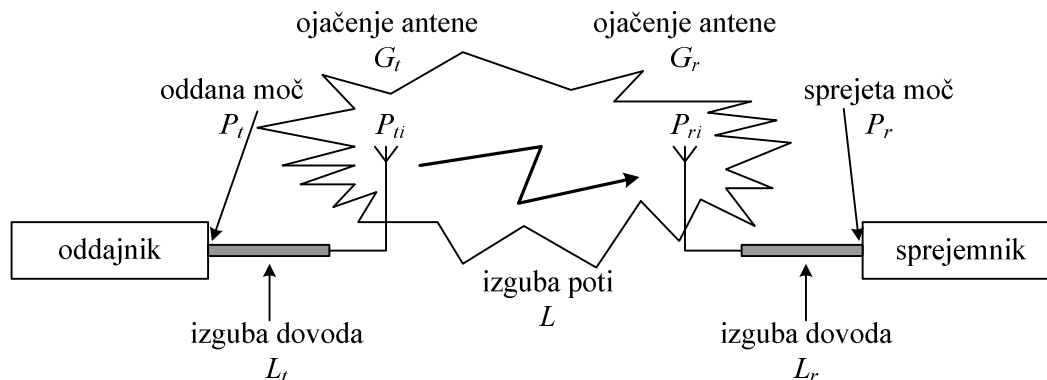
V brezžičnih mobilnih komunikacijah je proučevanje širjenja radijskega signala zelo pomembno. Z modeli prenosnih radijskih kanalov je mogoče razmeroma dobro napovedati jakost signala na izbranem mestu oziroma območju. Poleg tega modeli radijskega kanala opisujejo tudi druga popačenja signala v radijskem kanalu, kot so večpotno širjenje radijskega žarka, selektivni presih itd. Modele kanala za brezžične komunikacijske sisteme razvrstimo v dve skupini, in sicer (i) fizične in (ii) statistične modele. Osnovni mehanizmi fizičnih modelov so razširjanje v praznem prostoru, odboj, uklon in lom (refrakcija). Oddani radijski signal se zaradi osnovnih mehanizmov širjenja radijskega signala razcepi v množico signalov, ki se običajno širijo po več različnih poteh in prispejo do sprejemnika v različnih časovnih trenutkih. Signali se v sprejemniku združijo konstruktivno ali destruktivno, kar povzroči naključno nihanje moči sprejetega signala. Pojav se imenuje večpotni presih, ki se pri gibanju sprejemnika ali oddajnika ali pri spreminjanju okolja pokaže kot časovno spreminjanje moči sprejetega signala. Pojav običajno opisujejo statistični modeli. Na popačenje sprejetega signala vplivajo poleg slabljenja še termični šum in različne motnje, kot so interferenca drugih uporabnikov in sistemov ter že omenjena lastna interferenca (presih) [1–4].

### 2.1 Parametri za opis radijskega kanala

#### 2.1.1 Izguba poti

Izguba poti med antenama oddajnika in sprejemnika je definirana kot razmerje med oddano in sprejeto močjo ter je običajno podana v decibelih [dB] [2]. Vključuje vse možne elemente izgube, ki so posledica vplivov različnih ovir na razširjanje radijskega signala na poti med sprejemnikom in oddajnikom. Za ustrezno določitev izgube poti je

treba poleg tega upoštevati tudi vse izgube in ojačenja brezžičnega komunikacijskega sistema. Elemente preproste brezžične povezave prikazuje slika 1.



Slika 1: Elementi brezžičnega komunikacijskega sistema

Moč na vходу v sprejemnik,  $P_r$ , je določena kot

$$P_{r[w]} = \frac{P_t G_t G_r}{L_t L L_r}, \quad (1)$$

kjer so parametri, definirani na sliki 1, z vsemi dobitki  $G$  in izgubami  $L$ . Dobitki anten so izraženi glede na izotropno anteno, ki seva gostoto moči enakomerno v vse smeri. Uporabljene vrednosti ustrezajo usmerjenosti antene in niso vedno enake maksimalni vrednosti. Efektivna izotropna sevana moč (angl. Effective Isotropic Radiation Power – EIRP) je podana z enačbo

$$EIRP = \frac{P_t G_t}{L_t} = P_{ti}, \quad (2)$$

kjer je  $P_{ti}$  efektivna izotropna oddajna moč. Podobno je tudi efektivna izotropna sprejeta moč  $P_{ri}$  podana kot

$$P_{ri} = \frac{P_r G_r}{L_r}. \quad (3)$$

V primeru izražanja moči z EIRP je izguba poti,  $L$ , izražena popolnoma neodvisno od parametrov sistema kot razmerje oddajnega in sprejetega EIRP. To je ekvivalentno izgubam idealnega sistema, kjer so izgube dovodov enake nič in imajo antene izotropne sevalne diagrame. Tako definirana izguba razširjanja je uporabna za opis okolja razširjanja neodvisno od dobitkov in izgub sistema. Izguba poti, podana v decibelih, je

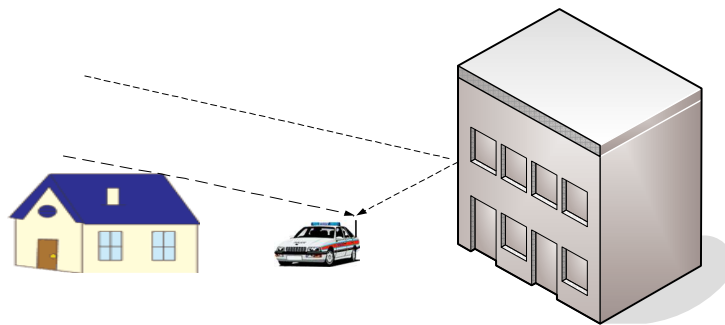
$$L_{[dB]} = 10 \log \left( \frac{P_{ti}}{P_{ri}} \right). \quad (4)$$

Osnovni cilj modeliranja razširjanja radijskega signala je natančno predvideti izgube in tako že pred postavitvijo sistema določiti doseg radijskega sistema. Največji doseg

sistema določa padec sprejete moči na raven, ki še omogoča zadovoljivo kakovost komunikacije. Ta raven se imenuje *občutljivost sprejemnika*.

### 2.1.2 Presih radijskega signala

Radijski žarek se na poti od sprejemnika do oddajnika odbija od bližnjih ali daljnih objektov, kar povzroči presih (angl. fading) radijskega signala na sprejemni anteni (primer prikazuje slika 2). Če je fazna razlika med obema žarkoma enaka mnogokratniku cele valovne dolžine, se žarka seštejeta, moč signala pa se poveča. Če pa je fazna razlika med žarkoma enaka lihemu mnogokratniku polovice valovne dolžine, se žarka odštejeta in amplituda sprejetega signala se zmanjša. Na sliki 2 sta prikazana le dva žarka, v praksi pa je odbojev več. S premikanjem sprejemnika se fazna razlika med žarkoma spreminja, prav tako pa tudi amplituda sprejetega signala. Pri premiku sprejemnika za pol valovne dolžine se moč signala spremeni tudi za več kot 30 dB. Hitrost spreminjanja signala je odvisna od hitrosti premikanja sprejemnika in od valovne dolžine sprejetega signala.



Slika 2: Širjenje signala po različnih poteh

S predpostavko, da je porazdelitev faz odbitih žarkov radijskega signala enakomerna, in z uporabo centralnega limitnega teorema je gostota verjetnosti amplitude sprejetega signala podana z enačbo

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (5)$$

kjer je  $\sigma^2$  varianca imaginarne in realne komponente signala, ki sta porazdeljeni po Gaussovi gostoti verjetnosti. Amplituda sprejetega signala je označena z  $r$ . Porazdelitev verjetnosti (5) se imenuje tudi Rayleighova, zato tudi hitri presih polja imenujemo Rayleighov presih. Maksimalno vrednost doseže Rayleighova gostota verjetnosti pri  $r = \sigma$ . Rayleighova gostota verjetnosti je definirana le za pozitivne vrednosti spremenljivke  $r$ . Srednja vrednosti spremenljivke  $r$  je

$$E(r) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma, \quad (6)$$

medtem ko je standardni odmik

$$E(r^2) = 2\sigma^2. \quad (7)$$

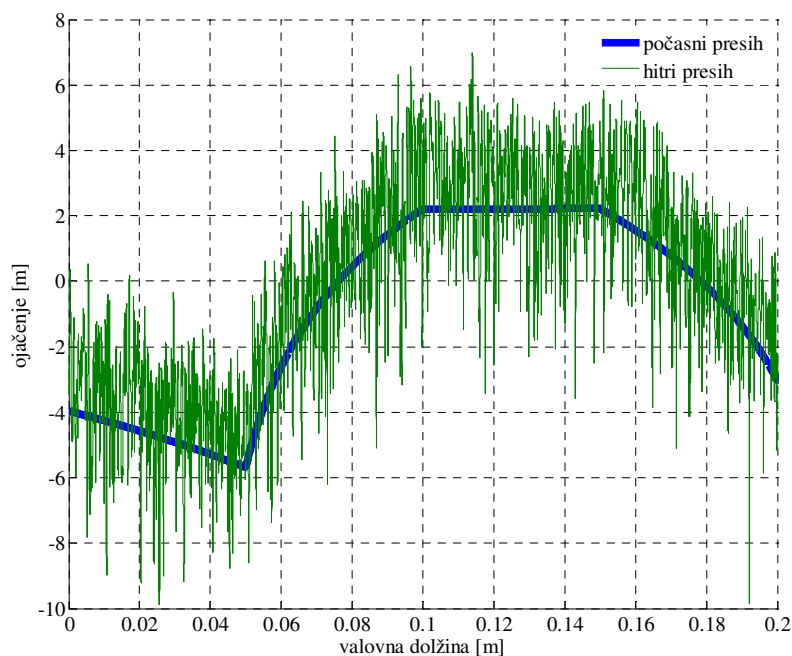
Verjetnost, da amplituda signala pade pod določeno vrednost, podaja enačba

$$p(R) = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}. \quad (8)$$

Hitri presih polja je torej posledica lokalnega širjenja radijskega žarka po različnih poteh. Običajno ga spremlja še počasni presih polja, ki je posledica senčenja sprejemnika ali oddajnika. Spreminjanje je počasnejše, tako da ostaja slabljenje signala enako nekaj simbolnih intervalov. Izkaže se, da je porazdelitev verjetnosti amplitude sprejetega signala enaka logaritemsko normalni porazdelitvi

$$p(m_{L(dB)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_m} e^{-\left[\frac{(m_{L(dB)} - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}\right]}, \quad (9)$$

kjer je  $p(m_{L(dB)})$  funkcija verjetnosti gostote v decibelih,  $\mu_m$  je srednja vrednost, določena s srednjo vrednostjo izgube med oddajnikom in sprejemnikom.  $\sigma_m$  je standardni odmik. Vrednosti standardnega odmika niso odvisne od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Tipična vrednost za makrocelico pri 900 MHz je 6 dB.



Slika 3: Presih polja radijskega signala

Slika 3 prikazuje slabljenje radijskega signala glede na razdaljo, normirano z valovno dolžino. Hitri presih polja je označen s tanko črto, počasni presih pa z odebeljeno črto.

Na dovolj široko opazovanem frekvenčnem območju je pojav presiha radijskega signala vedno frekvenčno selektiven. Če je frekvenčno območje sprejemnika dovolj ozko, ima sprejeti radijski signal enako slabljenje za vse sprejete frekvence, in presih radijskega signala obravnavamo kot neselektiven.

### 2.1.3 Razpršitev zakasnitve

Selektivni presih radijskega signala v časovnem prostoru merimo kot razpršitev zakasnitve (angl. delay spread). Sprejeti signal je vsota odbitih signalov, ki prispejo do sprejemnika z različnimi zakasnitvami in slabljenji. Če oddajnik odda enotin impulz, sprejeti signal ne bo več samo enotin impulz, temveč zaporedje enotinih impulzov. Časovna razlika med prvim in zadnjim sprejetim impulzom predstavlja razpršitev zakasnitve. Razpršitev zakasnitve je odvisna od okolja, v katerem se širi radijski žarek, ter od nosilne frekvence radijskega signala in znaša pod  $0,2 \mu\text{s}$  za podeželje, okoli  $0,5 \mu\text{s}$  za primestno okolje in  $3 \mu\text{s}$  za mestno okolje za radijske frekvence, značilne za mobilne komunikacijske sisteme. Razpršitev zakasnitve je pomemben parameter pri načrtovanju celičnih digitalnih komunikacijskih sistemov in določanju njihovih lastnosti, predvsem maksimalne prenosne hitrosti v posameznem okolju. V splošnem velja, da mora biti razpršitev zakasnitve veliko manjša, kot je trajanje enega simbolnega intervala v komunikacijskih sistemih brez izenačevalnikov. Izenačevalnik izravna zakasnjene signale in s tem izboljša lastnosti sprejemnika.

### 2.1.4 Koherenčna pasovna širina

V frekvenčnem prostoru obstaja parameter, koherenčna pasovna širina (angl. coherence bandwidth), ki je tesno povezana z razpršitvijo zakasnitve. V širokopasovnih sistemih sta dve frekvenčni komponenti, ki ležita dovolj skupaj, popačeni enako zaradi širjenja radijskih žarkov po različnih poteh. Ko se frekvenčna razlika med komponentama povečuje, komponenti postajata vse manj korelirani in popačenje je zaradi širjenja po različnih poteh različno. Frekvenčno območje, na katerem je popačitev signala zaradi širjenja žarkov po različnih poteh enako, imenujemo koherenčna pasovna širina. Običajno je koherenčna pasovna širina določena kot pasovna širina, v kateri je korelacijski koeficient med dvema frekvencama manjši kot 0,5. V tem primeru določimo tudi povezavo med koherenčno pasovno širino  $B_c$  in razpršitvijo zakasnitve  $t_d$

$$B_c = \frac{1}{2\pi\Delta t_d}. \quad (10)$$

## 2.2 Osnovni pojavi razširjanja radijskih signalov

Napovedovanje razširjanja radijskega signala je zelo zahtevna naloga. Zaradi geometrijske razgibanosti okolij je zelo težko natančno predvideti razširjanje radijskega

signala. Z višanjem frekvence signala se njegova valovna dolžina zmanjšuje. Zaradi tega postaja razmerje med valovno dolžino signala in ovirami na prenosni poti vedno večje, s tem pa se povečuje tudi vpliv ovir na razširjanje radijskega signala. Zato je treba pri določanju jakosti signala na mestu sprejema poleg razširjanja signala v praznem prostoru upoštevati tudi druge osnovne pojave razširjanja radijskega signala, med katere spadajo še odboj, uklon, lom in sipanje.

### 2.2.1 Razširjanje radijskega signala v praznem prostoru

Širjenje radijskega signala v praznem in neomejenem prostoru je osnova za razumevanje tudi zapletenejših pojavov razširjanja signala. Za izotropno anteno, ki seva z enako gostoto moči ne glede na smer opazovanja, se lahko izračuna gostota moči na razdalji  $d$  [5]. Pri tem je treba upoštevati, da se oddana moč  $P_t$  razporedi enakomerno po krogli s površino  $4\pi d^2$ . Na podlagi prejšnjih trditev je izpeljana enačba

$$P_{a[w/m^2]} = \frac{P_t}{4\pi d^2}. \quad (11)$$

Pri veliki razdalji postanejo sferični valovi ravni. Moč sprejetega signala je izražena z

$$P_{r[w]} = \frac{A_e P_t}{4\pi d^2}, \quad (12)$$

kjer je  $A_e$  efektivna odprtina antene, ki je odvisna od valovne dolžine signala  $\lambda$ . Efektivne odprtine anten so za nekaj različnih vrst anten zbrane v tabeli 1.

Tabela 1: Efektivne odprtine anten

Vrsta antene	Efektivna odprtina
izotropna	$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi}$
polvalovni dipol	$A_e = \frac{30\lambda^2}{73\pi}$
unipol	$A_e = \frac{3\lambda^2}{4\pi}$

Izotropna antena ima ojačanje  $G_t = 1$  za sprejem in oddajo. Neizotropna oddajna antena ima ojačanje  $G_t > 1$ . Produkt  $P_t G_t$  se imenuje tudi efektivna oddana moč (angl. Effective Radiated Power – ERP) in je v brezžičnih mobilnih in celičnih komunikacijah standardna metoda opisovanja oddajne moči signala. Sprejeta moč signala je z upoštevanjem navedenih enačb in dobitkom sprejemne antene  $G_r$  enaka

$$P_{r[W]} = \frac{G_t G_r P_t \lambda^2}{(4\pi d)^2}. \quad (13)$$

Enačba ponazarja širjenje radijskega signala v praznem in neomejenem prostoru, kjer upada moč signala s kvadratom razdalje.

Izguba poti za širjenje radijskega signala je v praznem prostoru podana z enačbo

$$L = 10 \log \left( \frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \right). \quad (14)$$

V primeru uporabe izotropnih anten je mogoče na strani oddaje in sprejema prejšnjo enačbo zapisati kot

$$L_{[dB]} = 32,44 + 20 \log_{10} f_{[MHz]} + 20 \log_{10} d_{[km]}. \quad (15)$$

V realnih mobilnih radijskih kanalih prazen prostor ni dejanski medij. Splošni model izgube poti vsebuje parameter  $\gamma$ , ki določa razmerje med razdaljo od oddajnika do sprejemnika in sprejeto močjo ter je za prazen prostor enak 2. Tako je izguba poti podana kot [6]

$$L(d) = L(d_0) + 10\gamma \log(d/d_0) + X_\sigma, \quad (16)$$

kjer je  $L(d)$  slabljenje v dB na razdalji  $d$ ,  $L(d_0)$  je referenčno slabljenje na razdalji  $d_0$  in  $X_\sigma$  je spremenljivka, ki predstavlja nezanesljivost modela. Parametri  $\gamma$ ,  $L(d_0)$ ,  $d_0$  in  $X_\sigma$  so določeni na podlagi meritev. Modeli so preprosti za uporabo, ne zahtevajo natančnega poznavanja okolja in so računsko učinkoviti, vendar je natančnost modelov odvisna od podobnosti okolja, za katero je bil model umerjen, in okolja, kjer je model uporabljen. Izguba poti je osnova modelov razširjanja, saj se neposredno nanaša na območje pokritja brezžičnih sistemov.

### 2.2.2 Odboj

Odboj nastane, ko radijski val zadene oviro, katere velikost je v primerjavi z valovno dolžino vpadnega vala precej večja. Polje odbitega vala je s poljem vpadnega vala povezano na podlagi odbojnega koeficienta, ki je opisan z matriko. Za izračun odboja se najpogosteje uporabljajo Fresnelovi koeficienti odboja. Odvisni so od polarizacije in valovne dolžine vpadnega vala ter od dielektričnosti in specifične prevodnosti posameznega medija. Pristop s Fresnelovimi koeficienti se uporablja predvsem v tehnikah sledenja žarka.

Pri pojavu idealnega odboja od gladke električno velike površine se val odbije pod kotom, ki je enak kotu vpadnega vala. Pojav se imenuje *zrcalni odboj*. Pri odbojih od dejanskih površin, ki niso popolnoma ravne, se vsa energija ne odbije v zrcalni smeri. Del energije je lomljen oziroma absorbiran, del razpršen, večji del pa je odbit v zrcalni smeri.

Pot odbitega vala je daljša od neposrednega vala, kar povzroči ojačenje ali slabljenje signala na mestu sprejema. V primeru velikega števila odbitih valov nivo sprejetega signala močno niha in povzroča pojav presiha radijskega signala.

### 2.2.3 Uklon

Pojav uklona valovanja, ki nastane na robu ovire, omogoča širjenje valovanja tudi na zasenčena območja za oviro. Pojav uklona je odvisen od geometrije objekta in od valovne dolžine, faze in polarizacije vpadnega vala. Uklon na oviri je mogoče opisati na različne načine: empirično [7], z metodo klina s popolnim vpijanem (angl. Perfectly Absorbing Wedge – PAW) [8], z metodo geometrijske teorije uklona (angl. Geometrical Theory of Diffraction – GTD) [9], z enolično teorijo uklona (angl. Uniform Theory of Diffraction – UTD) [10] ali celo z natančnejšimi metodami [11]. Uporaba določenega pristopa je močno odvisna od okolja preučevanja, od zahtev glede natančnosti rezultatov in od zahtevane hitrosti izračunov.

### 2.2.4 Lom

Ko žarek doseže mejno ploskev med dvema medijema, se del energije odbije nazaj v prvi medij (odboj), del pa je lomljen (oddan) skozi drugi medij. Povezava med vpadnim in napredujočim poljem je določena na podlagi lomnih koeficientov.

Stene zgradb močno slabijo radijski signal, torej lomljeni žarek. Zunaj stavb je radijsko valovanje celičnih sistemov precej močno, zato je vpliv radijskih virov, ki so v notranjosti objektov, običajno zanemarljivo majhen. Lom radijskih žarkov je treba upoštevati pri izračunu pokrivanja notranjosti zgradb, kjer so zunanje antene celičnih sistemov edini vir radijskega signala in slabljenje sten močno vpliva na jakost polja v notranjosti.

Stene zgradb imajo končno širino, zato pride pri prenosu žarka skozi steno do dveh lomov. Prvi je lom med zunanjim okoljem in steno, drugi pa med steno in medijem v notranjosti. Enako velja tudi za pojav odboja. V večini modelov za zunanja okolja zanemarimo širino sten in upoštevamo neskončno debelino sten ter tako upoštevamo samo en odboj. Pri modelih, razvitih za notranja okolja, pa je upoštevana končna debelina sten.

### 2.2.5 Sipanje

Sipanje nastane pri odboju valovanja od električno majhne neravne ovire. Energija vpadnega vala se odbije v vse smeri z jakostjo, ki je odvisna od odbojne površine. Sipanje povzročajo hrapave ovire in majhni objekti, na primer rastlinje, ulične svetilke, prometni znaki, stopnice v zgradbah itd. Natančno modeliranje sipanja je izjemno zahtevno, saj že majhna sprememba položaja sprejemnika povzroči veliko spremembo jakosti sprejetega signala (hitri presih). V večini primerov mobilnega okolja ni mogoče natančno modelirati.

Poleg tega se zaradi gibanja različnih elementov (sprejemnika in drugih premikajočih se objektov, na katerih se sipa energija) okolje razširjanja izjemno hitro spreminja. Zato je za večino mobilnih telekomunikacijskih sistemov natančno modeliranje nemogoče. Medtem ko številni modeli razširjanja zanemarijo pojav sipanja in določajo srednjo vrednost sprejetega signala, ki temeljijo na makroefektih (počasni presih), poizkušajo tehnike sledenja žarka neposredno upoštevati tudi elemente okolja, ki povzročajo sipanje. Zato so računsko zelo zahtevne in je treba izvesti zelo natančno modeliranje okolja razširjanja, vendar pa je z njimi mogoče doseči zelo visoko natančnost.

### 2.3 Razvrstitev modelov razširjanja radijskega signala

Poznavanje lastnosti brezžičnega kanala je eden osnovnih korakov pri načrtovanju brezžičnih povezav in omrežij. Lastnosti brezžičnega kanala opišemo z modeli radijskega kanala, ki skušajo čim natančneje opisati razširjanje radijskega signala v izbranem okolju. Modeli razširjanja radijskega signala so zbirka matematičnih izrazov in algoritmov, uporabljenih za opis razširjanja radijskega signala v izbranem okolju.

Nameni uporabe modelov radijskih kanalov so različni, na primer načrtovanje radijskega omrežja ali izbira tehnik za zmanjšanje popačenja sprejetega signala, zato ločimo več vrst modelov radijskih kanalov. Modele razširjanja razdelimo na [12]:

- izkustvene (empirične),
- deterministične in
- kombinacijo izkustvenih in determinističnih (semideterministične).

*Izkustveni modeli* so opisani z enačbami, ki so izpeljane iz statističnih analiz velikega števila meritev. Ti modeli so precej preprosti in učinkoviti za uporabo, saj ne zahtevajo natančnih podatkov o okolju. Vrednosti vhodnih parametrov izkustvenih modelov so za določeno okolje specifične (mestno in primestno območje itd.) in so v drugih okoljih brez dodatnih prilagoditev neuporabne. Zanesljivost modelov je močno odvisna od natančnosti meritev in podobnosti okolja, v katerem so se meritve izvajale, in okolja, v katerem želimo uporabiti model. Modeli so primerni za izračun pokritja na večjih območjih – v makrocelicah.

*Deterministični modeli* so primerni predvsem za natančno analizo poti med sprejemnikom in oddajnikom, ki je na določeni lokaciji. Temeljijo na osnovnih mehanizmih razširjanja radijskih valov, kot so razširjanje radijskega žarka v praznem prostoru, uklon, sipanje, odboj, absorpcija in lom radijskega žarka. Zato jih lahko uporabimo v različnih okoljih, vendar zahtevajo baze, ki vsebujejo geometrijske in elektromagnetne lastnosti okolja, v katerem želimo določiti potek razširjanja radijskega signala. Zaradi velikosti vhodnih podatkov in raznolikosti razširjanja radijskega signala so deterministični modeli računsko zahtevni, zato uporabni le za izračun moči radijskega signala znotraj stavb in v mikrocelicah. Najpogosteje se uporabljajo modeli, ki temeljijo na metodah sledenja žarka in metodah končnih časovnih domen. Metode sledenja žarka

izračunajo vse možne poti žarkov od sprejemnika do oddajnika in s superpozicijo radijskih žarkov izračunajo vrednost moči signala na sprejemniku. Metode končnih časovnih domen pa za izračun vrednosti elektromagnetnega polja v neki točki uporabljajo osnovne Maxwellove enačbe.

Modeli, ki so kombinacija izkustvenih in determinističnih modelov, običajno temeljijo na enačbah, izpeljanih iz determinističnih modelov. Za izboljšanje natančnosti teh modelov so enačbe, pogosto na podlagi meritev, popravljene. Modeli zahtevajo natančnejše podatke o okolju kot izkustveni, vendar manj natančne kot deterministični. Semideterministični modeli so torej računsko manj zahtevni kot deterministični in natančnejši kot izkustveni.

Ena od možnih delitev modelov razširjanja je delitev glede na tip oziroma velikost okolja. Obstajajo tri osnovne kategorije:

- makrocelice,
- mikrocelice in
- pikocelice.

*Makrocelice* so velika območja, kjer je oddajna antena nad okoliškimi zgradbami. Tipični radij makrocelic je med 1 in 30 km. Neposredne vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom običajno ni.

Radij *mikrocelic* je običajno precej manjši in je med 0,1 in 1 km. Oddajna antena je lahko nad ali pod okoliškimi stavbami ali na njihovi višini. Glede na položaj oddajne in sprejemne antene ter ovir v okolici je mogoče razlikovati dve različni situaciji: LOS (angl. Line Of Sight – med oddajnikom in sprejemnikom je vidljivost) in NLOS (angl. None Line Of Sight – med oddajnikom in sprejemnikom ni vidljivosti).

Tipična dimenzija *pikocelic* je med 0,01 in 0,1 km. Oddajna antena je pod nivojem okoliških zgradb ali v sami zgradbi. Tako v zunanjih kot tudi v notranjih primerih so razmere NLOS in LOS običajno analizirane ločeno.

Izbira modela je odvisna od številnih dejavnikov, ki so na kratko predstavljeni v razdelku 2.4. Treba je poudariti, da so različni modeli razširjanja radijskega signala uporabni v različnih okoljih ter situacijah in da je nujno treba določiti najprimernejši model za določeno nalogo.

## **2.4 Merila za izbiro modela razširjanja**

Za določeno okolje in tehnologijo ter njen namen uporabe je izjemno pomembno izbrati primeren model razširjanja radijskega signala. Pred izbiro in konfiguracijo je treba pretehtati številne parametre. Med pomembnejše spadajo frekvenčno območje, dolžina povezav, radijsko okolje, višina anten, namen uporabe in razpoložljivost podatkov. Analizo primernosti modela je treba izvesti za vsak posamezni scenarij. Nekateri vplivni dejavniki se lahko med seboj nekoliko prekrivajo, vendar je ključnega pomena, da so

parametri pri izbiri modela preučeni iz različnih zornih kotov.

Vsak model razširjanja radijskega signala je veljaven le za določeno frekvenčno območje. V splošnem podpirajo deterministični modeli najširše frekvenčno območje. S prilagajanjem modelov določeni tehnologiji se njihovo frekvenčno območje uporabe manjša. Velja namreč, da se z večanjem prilagodljivosti modela njegova uporabnost zmanjšuje, vendar pa se natančnost močno izboljšuje.

Pri radijskih povezavah na zelo visokem (angl. Very High Frequency – VHF) in ultravisokem (angl. Ultra High Frequency – UHF) frekvenčnem območju, ki so razmeroma kratke (približno razdalja horizonta), nastanejo glavne izgube zaradi značilnosti terena in objektov na njegovi površini (stavb, dreves ...). V primeru eksplicitnega opisa omenjenih značilnosti je mogoče uporabiti deterministične in semideterministične modele. Kadar lahko te značilnosti le posplošimo, so za izračun pokritja primerni le izkustveni modeli. Za radijske povezave na daljših razdaljah vplivajo na širjenje radijskega signala predvsem atmosferski učinki.

Vsi modeli niso primerni za vsa okolja. To velja zlasti za izkustvene modele, ki temeljijo na meritvah, izvedenih v določenih okoliščinah, in so primerni predvsem za izračun pokritja na večjih nezahtevnih območjih. Za manjša območja, kjer je teren oziroma okolica razširjanja signala pomemben dejavnik, so primernejši deterministični modeli. Zato je izjemno pomembno preveriti, ali je predlagani model razširjanja primeren za okolje, v katerem bo omrežje uporabljeno. Če primernost modela za določeno okolje ni eksplicitno poznana, je treba model kalibrirati in analizirati njegovo primernost ter ga, če je treba, prilagoditi. V vsakem primeru je priporočljivo preveriti veljavnost modela.

Pomembna je tako višina oddajne kot tudi sprejemne antene. Nekateri modeli razširjanja so veljavni le za določeno konfiguracijo povezav. Za prizemne sisteme je nadvse pomembno, ali je višina antene pod okoliškimi elementi (stavbami, drevesi), kar prispeva k dodatnim izgubam, ki jih je treba upoštevati.

Pri izbiri modela je treba upoštevati tudi želeni namen izračuna razširjanja radijskega signala na določenem območju. Če je treba dimenzionirati omrežje z grobo ocenitvijo potrebnih baznih postaj, so empirični modeli, ki morda vsebujejo podatke o terenu in okolici majhne ločljivosti, povsem zadovoljivi in dajo zelene približne rezultate. Seveda pa je uporaba pregrobih modelov pri natančnejšem načrtovanju nevarna, zlasti pri določanju pokritja na manjših urbanih območjih, v stavbah in predorih. Treba je tudi razlikovati med modeli, ki so namenjeni načrtovanju omrežja, in modeli za določanje interference.

Pri izbiri modela je treba upoštevati tudi razpoložljivost podatkov o okolju. Če so edini razpoložljivi podatki nenatančni ali celo dvomljivi, je nesmiselno uporabiti natančne in računsko zahtevne modele, saj bo poleg daljšega časa računanja vprašljiva tudi natančnost rezultatov, kar pa lahko negativno vpliva na načrtovanje omrežja.

## 2.5 Deterministični pristopi določanja izgube poti

Deterministični pristopi določanja izgube poti temeljijo na teoriji razširjanja elektromagnetnih valov. V primerjavi z izkustvenimi in s semideterminističnimi modeli, kateri so močno odvisni od obsežnih meritev jakosti radijskega signala na terenu, ti temeljijo na natančnem poznavanju okolja razširjanja, kar omogoča zelo natančno predikcijo razširjanja signala.

### 2.5.1 Tehnike sledenja žarka

Sledenje žarka je tehnika, ki temelji na pristopu geometrijske optike (angl. Geometrical Optics – GO), ki jo je mogoče razmeroma preprosto uporabiti kot metodo za ocenitev jakosti visokofrekvenčnih elektromagnetnih polj. Pristop GO predpostavlja, da je energija sevana v obliki neskončno majhnih cevovodov, ki se imenujejo žarki. Ti so pravokotni na površino, ki ima enako jakost signala. Ležijo vzdolž smeri razširjanja in potujejo v ravni liniji. Tako lahko razširjanje signala modeliramo na podlagi razširjanja žarkov. Pri uporabi koncepta sledenja žarkov so žarki poslani iz oddajnika in sledeni na poti do sprejemnika, na kateri lahko pride do pojavov odboja, uklona, loma in sipanja žarka na različnih ovirah. Pristop GO obravnava le neposredne, odbite in lomljene žarke. Tehnika GTD skupaj z metodo UTD dopolnjuje tehniko GO, saj omogoča uporabo tudi uklonjenih žarkov na oviri. Glavni namen uklonjenih žarkov je pravilen izračun jakosti signala na senčenih območjih, kjer tehnika GO ne omogoča določanja pravih vrednosti. Pojav sipanja, ki je za povečanje natančnosti vključen v nekaterih determinističnih modelih za mestna in podeželska okolja, je prisoten v primeru hrapave odbojne površine končnih dimenzij. V tem primeru se del energije vpadnega vala odbije v različne smeri. Ta pojav upošteva tehnika fizikalne optike (angl. Physical Optics – PO) [9, 10, 13].

Fermatovo načelo in načelo lokalnega polja sta dva osnovna koncepta, ki ju običajno uporabljajo žarkovni modeli. Medtem ko po Fermatovem načelu žarek vedno sledi najkrajši poti med dvema točkama, visokofrekvenčni žarki ob trkih z ovirami po načelu lokalnega polja ustvarjajo odboje, lome in uklone.

Metode sledenja žarkov se pogosto uporabljajo pri modeliranju razširjanja in načrtovanju sistemov. Pristop je učinkovit predvsem takrat, kadar znaša oddaljenost točke opazovanja od odbojnih površin več valovnih dolžin signala. Poleg tega pa morajo biti odbojne površine v primerjavi z valovno dolžino signala velike. Obstajata dve osnovni metodi sledenja žarka:

- metoda pošiljanja in odbijanja žarka (angl. Shooting and Bouncing Rays – SBR) in
- metoda slik.

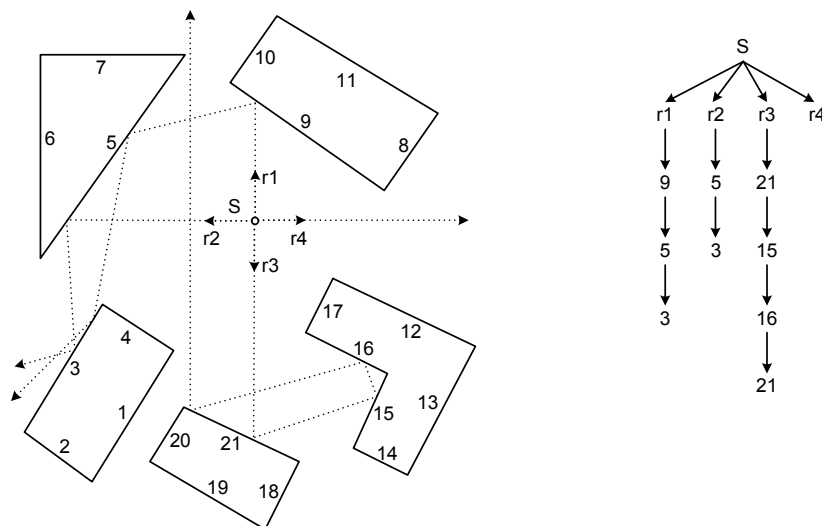
#### 2.5.1.1 Metoda pošiljanja in odbijanja žarka

Metoda SBR modelira sevanje žarkov iz izvora in sledenje žarkov na njihovi poti do cilja

[14]. Tako se oblikuje dejanski potek razširjanja radijskih valov. Število upoštevanih žarkov ter razdalja med oddajnikom in sprejemnikom določata prostorsko ločljivost in posledično natančnost modela.

Pri tej metodi so žarki poslani iz izvora v vseh smereh prostora. Pri tej tehniki se uporabljata dva različna načina modeliranja in pošiljanja žarkov iz izvora. V prvem pristopu so poslani le žarki (angl. ray shooting), medtem ko je v drugem pristopu pošiljanje žarkov modelirano s cevovodi (angl. tube shooting). Če imajo ti cevovodi krožni prečni presek, se na sferični valovni fronti sprejemnika med seboj delno prekrivajo. Če je sprejemna točka v prekrivajočem delu, bo sprejemnik sprejel dva žarka. Napaki se je mogoče izogniti z uporabo geodetske sfere, ki je sestavljena iz mreže trikotnikov [15]. V tem primeru imajo cevovodi trikotni prečni presek in ne pride do prekrivanja, saj dva žarkovna cevovoda nimata nobene skupne točke v prostoru.

Med širjenjem žarki pogosto trčijo na ovire v prostoru. V takih primerih pride, odvisno od geometrijskih in električnih lastnosti ovire, do pojavov odboja, loma, uklona ali razpršitve žarka. Zato mora biti za vsak žarek na vsaki oviri (ploskvi), ki je na območju njegovega razširjanja, izveden test senčenja. To je računsko zahteven postopek, ki ga je mogoče pohitriti z uporabo algoritmov za pospeševanje sledenja žarkov. Žarek je sleden, dokler jakost polja ne pade pod določeno raven. V tem primeru je sledenje določenega žarka opuščeno.



Slika 4: Drevo sledenja žarkov za preprost dvorazsežni primer

V realnem okolju je število tirnic žarkov zelo veliko. Celoten proces razširjanja žarkov uredimo v tako imenovano *drevo sledenja žarkov*. Veje drevesa predstavljajo oddane žarke, vozlišča pa ovire v okolju, na katere naleti žarek med širjenjem. V vsakem vozlišču so shranjeni parametri, ki so potrebni za izračun koeficienta odboja (kot vpada, vrsta materiala odbojne ploskve in dolžina potovanja žarka). Poudariti je treba, da je drevo sledenja žarka popolnoma neodvisno od položaja točke opazovanja. Slika 4 prikazuje

drevo sledenja žarkov za preprost zunanji dvorazsežni primer.

Na podlagi informacij, pridobljenih iz drevesa, je mogoče določiti žarke, ki dosežejo izbrano točko opazovanja, in tako izračunati jakost polja v tej točki. Pri tem se predvideva, da sta oddajnik in točka opazovanja predstavljena kot točkovna izvora, število sledenih žarkov pa je končno. Za določitev, ali žarek doseže sprejemnik oziroma v kolikšni meri prispeva k celotni jakosti signala v sprejemniku, je na voljo več različnih pristopov. Najpreprostejši je uporaba tehnike *sprejemne sfere* [16], katere velikost se prilagaja oddaljenosti med sprejemnikom in oddajnikom  $d$  ter kotnemu razmiku med sosednjima žarkoma  $\alpha$

$$R = \frac{\alpha d}{\sqrt{3}}. \quad (17)$$

Problemu dvojnega štetja, ki nastopi pri tem postopku, se je mogoče izogniti z uporabo metode porazdeljenih valovnih front [17]. Pristop, ki je uporaben tudi v primeru ukrivljenih ploskev, pa se imenuje metoda normalizacije gostote žarkov (angl. Ray Density Normalization – RDN) [18].

### 2.5.1.2 Metoda slik

Metoda slik je preprosta in natančna tehnika za določanje poti žarka med oddajnikom in sprejemnikom [19]. Če sta podani točka izvora in odbojna površina, lahko odbiti žarek, ki pride do točke opazovanja, enakovredno ponazorimo z neposrednim žarkom, ki bi ga seval navidezni izvor, imenovan *slikovni izvor*. Slikovni izvor je simetričen na točko glede na odbojno površino. Njegov položaj je odvisen le od položaja izvora in usmerjenosti odbojne ploskve ter je neodvisen od točke opazovanja. Točka odboja je izračunana kot sečišče med ploskvijo in daljico, ki povezuje slikovni izvor in točko opazovanja.

V modelu z  $N$ -tim številom ploskev je število slik enako  $N$ . Iz tega sledi, da je največje število odbitih žarkov, ki doseže točko opazovanja, tudi  $N$ . V dejanskem okolju je število odbitih žarkov, ki doseže sprejemnik, manjše, saj imajo odbojne površine končne dimenzije, odbiti ali vpadni žarek pa je lahko tudi zakrit z drugo ploskvijo v prostoru.

Podobno so analizirani dvakrat odbiti žarki. Izvori dvakrat odbitih žarkov so slikovni izvori drugega reda. Njihovo število je enako  $N(N-1)$ . Za dvakraten odboj mora biti točka opazovanja v prostoru odbojev druge ploskve, druga točka odboja mora biti v prostoru odbojev prve ploskve in nobena od poti ne sme biti zakrita z neko drugo oviro v prostoru.

Analiza večkratnih odbojev poteka analogno po prej opisanem postopku. Število slikovnih izvorov za odboj  $k$ -tega reda je podan z

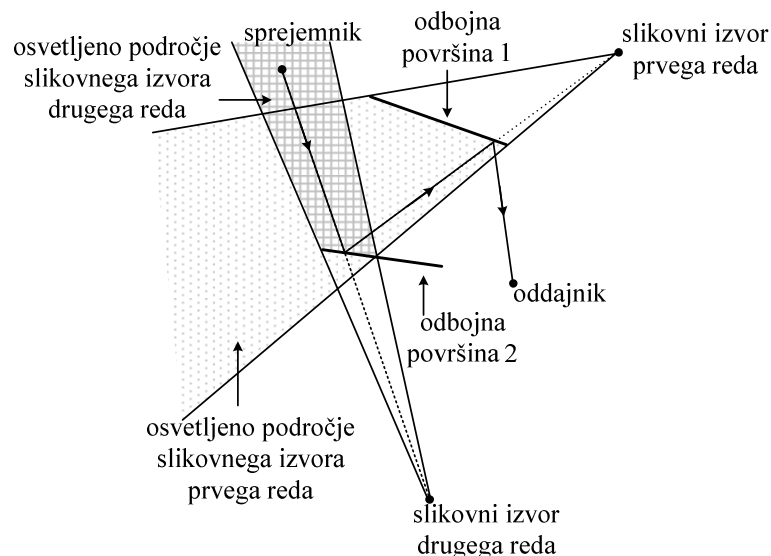
$$N(N-1)^{k-1}. \quad (18)$$

Slikovni izvori so lahko urejeni v drevesni graf, imenovan *slikovno drevo*. Metoda slik

zagotavlja, da je mogoče vsak žarek z določenim številom odbojev izslediti, saj so vsi možni odbiti žarki shranjeni v slikovnem drevesu. Poenostavitev slikovnega drevesa je mogoče doseči z neupoštevanjem popolnoma zakritih odbojnih površin z drugimi ploskvami in z izločanjem ploskev, ki so zunaj območja odboja prejšnje odbojne površine.

Metoda slik je zelo natančna, vendar je v primeru velikega števila odbojnih ploskev neučinkovita, saj je treba izvesti veliko testov senčenja, kar je računsko zelo potratno. Za večjo učinkovitost je treba metodo združiti z algoritmi za pospeševanje sledenja žarka, ki omogočajo zmanjšanje števila testov senčenja.

Občutnejšo pohitritev osnovnega pristopa je mogoče doseči z upoštevanjem osvetljenih območij [20, 21]. Za tvorbo novih slikovnih izvorov se namreč upoštevajo le odbojne površine, ki so na osvetljenem območju prejšnjega izvora. Ti izvori so veljavni le za del ploskve ali roba, ki je na osvetljenem območju prejšnjega izvora. Tako se osvetljena območja izvorov višjih redov močno zožijo, kar pri naraščanju števila sekanež žarkov z ovirami onemogoči eksponentno naraščanje števila slikovnih izvorov (slika 5). Iskanje poti žarka tu poteka od sprejemnika proti izvoru. Preveri se le, ali sprejemnik leži na osvetljenem območju zadnjega slikovnega izvora.



Slika 5: Primer nastajanja slikovnih izvorov in pripadajoča osvetljena območja

Ker metoda slik omogoča natančno določitev poti odbitih žarkov, je mogoče pridobiti faze polj odbitih žarkov. Zaradi tega je mogoč izračun polja pri sprejemniku kot vsote prispevkov jakosti polj posameznih žarkov.

## 2.6 Modeli razširjanja radijskega signala za zunanja okolja

Karakteristike radijskega kanala v zunanjih okoljih so močno odvisne od značilnosti okolja razširjanja. Na slabljenje signala močno vplivajo zemeljska površina, pozidanost

terena, vrsta vegetacije, atmosferski vplivi in mobilni objekti. Teren in ovire oziroma prepreke na njegovi površini povzročajo odboje, lome, uklone in sipanja radijskih žarkov, ki se odražajo v popačenju radijskega signala in prispevajo k dodatnim izgubam razširjanja ter presihanju signala pri sprejemniku. Poleg omenjenih vplivov je slabljenje radijskega signala na prenosni poti odvisno predvsem od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom in od frekvence signala. Modeli razširjanja signala bolj ali manj uspešno in natančno upoštevajo omenjene učinke. Njihova preprostost se močno razlikuje od tipa okolja (mestno, primestno, podeželsko) in seveda natančnosti, ki jo je mogoče z njimi doseči.

Najpreprosteje je opisati razširjanje radijskega signala ob ravni površini zemlje [2]. V klasičnih brezžičnih mobilnih komunikacijskih sistemih je namreč višina oddajne in sprejemne antene v primerjavi z oddaljenostjo med sprejemnikom in oddajnikom majhna. Razmere prikazuje slika 6, kjer je višina sprejemne antene označena s  $h_r$ , višina oddajne s  $h_t$  ter razdalja med sprejemno in oddajno anteno z  $d$ . Razdalja  $d$  naj bo dovolj majhna, da je ukrivljenost Zemlje zanemarljiva. Na podlagi slike 6, z nekaj znanja trigonometrije in ob upoštevanju, da je  $d \gg h_t$ , je razlika med potjo, ki jo opravi odbiti in neposredni žarek, podana kot

$$\Delta d = \frac{2h_t h_r}{d}. \quad (19)$$

Posledica razlike poti sprejetega in odbitega žarka je fazna razlika med sprejetim in odbitim žarkom:

$$\Delta \phi = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d}. \quad (20)$$

Celotna moč sprejetega signala je

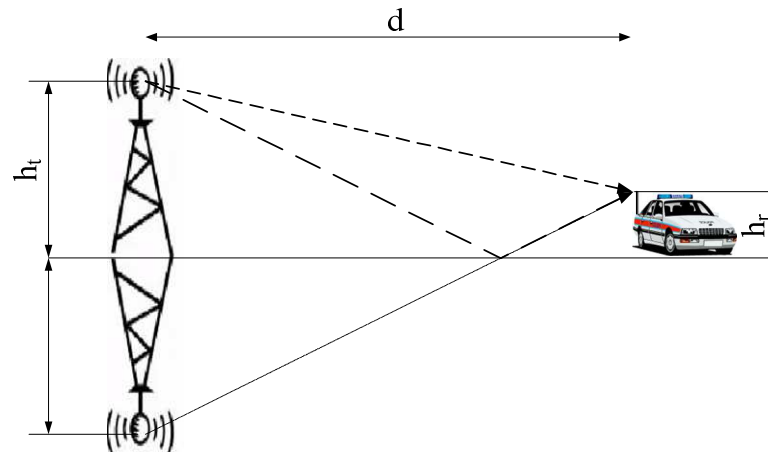
$$P_r = P_t 4 \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 |1 + \rho e^{j\Delta\phi}|^2. \quad (21)$$

Ob predpostavki, da je zemlja obravnavana kot idealni odbojni material ( $\rho = -1$ ), in z upoštevanjem, da je  $h_t \ll d$ , se enačba za širjenje radijskih valov ob površini Zemlje poenostavi v

$$P_r = P_t \frac{(h_t h_r)^2}{d^4}. \quad (22)$$

Enačba 22 je osnovna za določanje moči sprejetega signala v radijskih komunikacijskih sistemih. Enačba izgube poti  $L$  v logaritemski obliki ima obliko

$$L_{[dB]} = 40 \log d_{[m]} - 20 \log h_{t[m]} - 20 \log h_{r[m]}. \quad (23)$$



Slika 6: Širjenje radijskih valov ob površini Zemlje

Iz enačb 22 in 23 je razvidno, da moč pada s četrto potenco razdalje in ni odvisna od nosilne frekvence signala, kar je posledica predpostavke, da sta višini oddajne in sprejemne antene v primerjavi z razdaljo med oddajnikom in sprejemnikom majhni, da je Zemlja ravna in zagotavlja popoln odboj radijskega žarka. V realnosti imamo opravka z valovito pozidano in (ali) s poraščeno površino Zemlje, zato je slabljenje radijskega signala močno odvisno od frekvence, kar se upošteva tudi pri izkustvenih modelih. Upadanje moči signala s četrto potenco je precej pogosto v modelih širjenja radijskega signala, vendar se pri nekaterih izkustvenih modelih uporabljajo tudi druge vrednosti potence, ki so odvisne od okolja.

### 2.6.1 Model Okumura-Hata

Model Okumura-Hata spada med najbolj razširjene modele razširjanja radijskega signala, ki temelji na zakonitostih, ugotovljenih na podlagi empiričnih podatkov [22]. Velja za frekvenco od 150 MHz do 1,5 GHz, višino oddajne antene  $h_t$  med 30 in 120 m, višino sprejemne antene  $h_r$  med 1 in 10 m ter razdalje med oddajnikom in sprejemnikom od 1 do 20 km. Model upošteva širjenje radijskih valov v različnih okoljih. Za mestna okolja je izguba poti podana z enačbo

$$L_{u[dB]} = 69,55 + 26,16 \log f_{[MHz]} - 13,82 \log h_{t[m]} - a(h_{r[m]}) + (4,99 - 6,55 \log h_{t[m]}) \log d_{[km]}. \quad (24)$$

V prejšnjem izrazu je parameter  $a(h_r)$  korekcijski faktor, ki je odvisen od višine sprejemne antene, frekvence in velikosti območja pokritja. Za majhna in srednje velika mesta je

$$a(h_{r[m]}) = (1,1 \log f_{[MHz]} - 0,7) h_{r[m]} - (1,56 \log f_{[MHz]} - 0,8), \quad (25)$$

za velika mesta pa

$$\begin{aligned}
 a(h_{r[m]}) &= 8,29(\log 1,54h_{r[m]})^2 - 1,1 \quad \text{za } f \leq 300 \text{ MHz} \\
 a(h_{r[m]}) &= 3,2(\log 11,75h_{r[m]})^2 - 4,97 \quad \text{za } f \geq 300 \text{ MHz}.
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

Za primestna okolja velja naslednja enačba slabljenja prenosne poti:

$$L_{su[dB]} = L_{u[dB]} - 2 \left[ \log \left( \frac{f_{[MHz]}}{28} \right)^2 \right] - 5,4,
 \tag{27}$$

za podeželja pa

$$L_{r[dB]} = L_{u[dB]} - 4,78 \log^2 f_{[MHz]} + 18,33 \log f_{[MHz]} - 40,94.
 \tag{28}$$

Model je primeren predvsem za velike celice mobilnih sistemov, in ne za celice z radijem velikostnega razreda 1 km, ki jih najdemo v osebnih komunikacijskih sistemih. Bistvena pomanjkljivost osnovnega modela Okumura-Hata je neupoštevanje konfiguracije terena. Posledica tega je, da v primeru večjih geografskih ovir, kot so gore, hribovi in globoke doline, model tudi za ovirami predvidi signal, kot da ovir ne bi bilo.

Empirični model, ki temelji na modelu Okumura-Hata, je bil objavljen tudi v CCIR (Comite Consultatif International des Radio-Communication, zdaj ITU-R), kjer so izgube poti definirane kot

$$L_{[dB]} = 69,55 + 26,16 \log f_{[MHz]} - 13,82 \log h_{r[m]} - a(h_{r[m]}) + (44,9 - 6,55 \log h_{r[m]}) \log d_{[km]} - E
 \tag{29}$$

in je parameter  $a(h_r)$  enak za majhna in srednje velika mesta v modelu Okumura-Hata. To je v resnici model Okumura-Hata za pogoje razširjanja, ki veljajo v majhnih in srednje velikih mestih, dopolnjen s korekcijskim faktorjem  $E$ , ki je definiran kot stopnja urbanizacije:

$$E = 30 - 25 \log (\% \text{ ozemlja pokritega s stavbami}).
 \tag{30}$$

$E$  je enak 0, kjer je pokritost s stavbami približno 16-odstotna. Če je 20 odstotkov območja pokritega s stavbami, je

$$E = 30 - 25 \log 20 = -2,5 \text{ dB}.
 \tag{31}$$

## 2.6.2 Model Hata COST 231

Model Okumura-Hata velja le za frekvence do 1,5 GHz. Celični brezžični sistemi delujejo tudi pri frekvencah od 1,8 do 2 GHz. Zato je bil model Okumura-Hata razširjen tako, da velja tudi na tem frekvenčnem območju. V okviru evropskega projekta COST 231 (Cooperation of Science and Technology) so bili predlagani model za frekvenčno območje med 1,5 in 2 GHz, višina oddajnika med 30 in 200 m, sprejemne postaje med 1 in 10 m in oddaljenost oddajnika od sprejemnika med 1 in 20 km [23]. Osnova je model

Okumura-Hata za primestno okolje

$$L_{u[dB]} = 46,33 + 33,9 \log f_{[MHz]} - 13,82 \log h_{t[m]} - a(h_{r[m]}) + (4,99 - 6,55 \log h_{t[m]}) \log d_{[km]} + C, \quad (32)$$

kjer je  $C = 0$  za srednje velika mesta in primestna okolja in  $C = 3$  za središča velikih mest. V enačbi 32 je  $f$  nosilna frekvenca,  $d$  razdalja med oddajnikom in sprejemnikom, parameter  $h$  predstavlja višinsko razliko med oddajnikom in sprejemnikom,  $h_r$  pa višino sprejemnika nad tlemi.  $a(h_{r[m]})$  je korekcijski faktor višine, podan z enačbo 25.

Model je primeren predvsem za srednje velika in velika mesta, ob predpostavki, da je antena bazne postaje postavljena nad okoliške stavbe. Model le delno upošteva konfiguracijo terena (efektivna višina  $h$  v enačbi 32). Posledica tega je, da model predvidi signal tudi za večjimi geografskimi ovirami, kot da ovir ne bi bilo.

### 2.6.3 Model Longley/Rice

Model Longley/Rice je računalniška implementacija teoretičnih izračunov širjenja radijskega signala, z upoštevanjem vplivov atmosfere in ozemlja, nad katerim se širijo radijski valovi [24]. Model Longley/Rice uporabi podatke o obliki terena, prek katerega se izračunava izguba na poti, prevodnost Zemlje, klimatske razmere itd. Pot širjenja radijskih valov je razdeljena na tri dele: območje neposredne vidljivosti, območje uklona žarkov in območje sipanja. Za vsako območje se uporablja drug model izgube poti. Model daje dobre rezultate na frekvenčnem območju med 20 MHz in 40 GHz ter dolžine poti med 1 in 20 km.

### 2.6.4 Model COST 231 Walfisch-Ikegami

Model COST 231 Walfisch-Ikegami (angl. Walfisch Ikegami Model – WIM) je semideterministični model, ki se uporablja za izračunavanje izgube poti v mikrocelicah [23]. Temelji na modelih Walfisch-Bertoni [25] in Ikegami [26]. Model velja za razdalje  $d$  med 0,02 in 5 km ter na frekvenčnem območju med 1,5 in 2 GHz. Predvideva dva osnovna načina izračunavanja izgube poti:

- med oddajnikom in sprejemnikom je vidljivost (LOS) in
- med oddajnikom in sprejemnikom ni vidljivosti (NLOS).

V primeru LOS je izguba poti v uličnem kanjonu enaka

$$L_{[dB]} = 42,64 + 26 \log d_{[km]} + 20 \log f_{[MHz]}, \quad d_{[km]} \geq 0,02. \quad (33)$$

Prva konstanta v enačbi je določena tako, da je izguba poti  $L$  pri 20 m enaka slabljenju v praznem neomejenem prostoru. Model predvideva, da je višina antene oddajnika večja od 30 m in da v prvi Fresnelovi coni ni ovir. Moč signala pada z razdaljo na potenco 2,6.

Kadar med oddajnikom in sprejemnikom ni vidljivosti, model upošteva naslednje

parametre:

- višino oddajnika:  $h_t$  (od 4 do 50 m),
- višino sprejemnika:  $h_r$  (od 1 do 3 m),
- višino stavb:  $h_B$  ( $3 \text{ m} \times \text{število nadstropij plus } 3 \text{ m za dvokapnice in } 0 \text{ m za ravne strehe}$ ),
- višino antene oddajnika nad višino strehe:  $\Delta h_t = h_t - h_B$ ,
- višino antene sprejemnika pod višino strehe:  $\Delta h_r = h_B - h_r$ ,
- razmik med stavbami:  $b$  (če ni podatkov, je priporočljiva vrednost med 20 in 50 m),
- širino ulice:  $w$ ,
- kot vpada radijskih žarkov:  $\phi$  (če ni podatka, je priporočena vrednost  $90^\circ$ ).

Izguba poti je sestavljena iz izgube v praznem in neomejenem prostoru  $L_0$ , izgube zaradi uklona in sipanja  $L_1$  in izgube zaradi večkratnega prikrivanja  $L_2$  ter je podana z

$$L_{[dB]} = \begin{cases} L_0 + L_1 + L_2, & L_1 + L_2 \geq 0 \\ L_0, & L_1 + L_2 < 0. \end{cases} \quad (34)$$

Izguba zaradi uklona in sipanja je

$$L_{1[dB]} = -16,9 - 10 \log(w_{[m]}) + 10 \log(f_{[MHz]}) + 20 \log(\Delta h_{r[m]}) + L_{11[dB]}, \quad (35)$$

kjer je

$$L_{11[dB]} = \begin{cases} -10 + 0,354(\phi), & 0 \leq \phi < 35^\circ \\ 2,5 + 0,075(\phi - 35^\circ), & 35^\circ \leq \phi < 55^\circ \\ 4,5 - 0,11(\phi - 55^\circ), & 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (36)$$

izguba zaradi orientacije.

Izguba zaradi večkratnega prikrivanja je definirana kot

$$L_{2[dB]} = L_{21[dB]} + k_a + k_d \log(d_{[km]}) + k_f \log(f_{[MHz]}) - 9 \log(b_{[m]}), \quad (37)$$

kjer je

$$L_{21[dB]} = \begin{cases} -18 \log(1 + \Delta h_{t[m]}) & h_t > h_B \\ 0 & h_t \leq h_B \end{cases} \quad (38)$$

dobitek senčenja. Parametra  $k_a$  in  $k_d$  sta odvisna od dolžine poti  $d$  in višine oddajnika nad nivojem streh ter sta podana z

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_t \geq h_B \\ 54 - 0,8 (h_{t[m]} - h_{B[m]}), & h_t < h_B \wedge d \geq 0,5 \text{ m} \\ 54 - 0,4 d_{[km]} (h_{t[m]} - h_{B[m]}), & h_t < h_B \wedge d < 0,5 \text{ m} \end{cases} \quad (39)$$

$$k_d = \begin{cases} 18, & h_t \geq h_B \\ 18 - \frac{15 (h_{t[m]} - h_{B[m]})}{h_{B[m]}}, & h_t < h_B. \end{cases} \quad (40)$$

Parameter  $k_a$  predstavlja povečanje izgube poti, kadar je oddajnik postavljen pod nivo strehe, parametra  $k_d$  in  $k_f$  pa izgubo poti zaradi oddaljenosti in frekvence. Slednji je podan z enačbo

$$k_f = -4 + k_{f1} \left( \frac{f_{[MHz]}}{925} - 1 \right). \quad (41)$$

Parameter  $k_{f1}$  ima vrednost 1,5 za središče mesta in 0,7 v preostalih primerih.

Model COST231-Walfish-Ikegami dobro predvideva izgubo poti, kadar so antene oddajnika nad nivojem strehe. Rezultati izračuna so slabi, če je antena oddajnika pri tleh, saj model ne upošteva učinka valovoda v uličnih kanjonih velikih mest.

### 2.6.5 Modeli na osnovi uklona žarkov čez vrh streh

Poleg prej opisanega modela so na voljo še nekateri semideterministični modeli, razviti za uporabo v makro- in mikrocelicah, ki temeljijo na teoriji PO in GTD. Modeli se med seboj razlikujejo po številu upoštevanih žarkov, višini oddajne antene, primernosti za razmere NLOS oziroma LOS in v približku urbanega okolja.

Model Ikegami upošteva mestno okolje z zgradbami enake višine. Primeren je za situacije, ko je oddajna antena nameščena nad višino zgradb. Predvideva razmere NLOS in upošteva le dva žarka [26]. Model Walfisch-Bertoni je primeren za mestna in primestna okolja, kjer so zgradbe urejene tako, da tvorijo vzporedne vrste z enakima višino in širino. Model je primeren za razmere NLOS in zahteva, da je antena oddajnika nad nivojem streh [25]. Model Xia-Bertoni predstavlja razširitev modela Walfisch-Bertoni in dovoljuje, da je antena oddajnika tako pod kot tudi nad strehami stavb [27].

Saunders in Bonar sta razvila model širjenja čez vrh streh za primer več zgradb, ki, v nasprotju z modelom Walfisch-Bertoni, daje precej natančne rezultate tudi za krajše razdalje [28]. Pozneje sta ta model razširila ter v njem upoštevala neenake višine zgradb in razmike med njimi [29]. Vogler je razvil model, ki prav tako upošteva neenake višine zgradb in različne razmike med njimi, vendar je neprimeren za večje število zgradb [30]. Model temelji na večkratnem integralu, ki nastopa v funkciji slabljenja čez oster rob.

### 2.6.6 Model dveh žarkov

Pri izračunu polja po modelu dveh žarkov sta upoštevana le neposredni žarek in žarek, ki

se odbije od tal [31, 32]. Izguba poti je

$$L = -20 \log \left[ \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right) \left| \frac{e^{-jkd_1}}{d_1} + \Gamma \frac{e^{-jkd_2}}{d_2} \right| \right]. \quad (42)$$

$\Gamma$  predstavlja Fresnelov koeficient tal,  $\lambda$  je valovna dolžina,  $k$  je valovno število,  $d_1$  in  $d_2$  pa sta dolžini poti neposrednega in odbitega žarka v metrih.

Model je primeren za podeželska okolja z ravnim terenom ter za mikrocelice z nizkimi antenami oddajnikov in z neposredno vidljivostjo med oddajnikom in sprejemnikom. V slednjih primerih se pojavijo tudi odboji in ukloni na stenah zgradb, kar posledično povzroči hitre spremembe moči sprejetega signala, vendar ne prispeva k celotni izgubi poti.

Če je enačba 42 zapisana kot funkcija razdalje med oddajnikom in sprejemnikom  $d$ , lahko odvisnost  $L$  od  $d$  nadomestimo z dvema ravnima odsekoma z različnima nagiboma ( $n_1$  in  $n_2$ ). Točka preloma med obema odsekoma je na razdalji do oddajnika, ki je podana kot

$$d_b = \frac{4h_t h_r}{\lambda}, \quad (43)$$

kjer sta  $h_t$  in  $h_r$  višini oddajne in sprejemne antene. Razdalja točke preloma sovпада s točko, kjer se prvi Fresnelov elipsoid neposrednega žarka dotakne tal. Torej je izguba poti enaka

$$L = \begin{cases} L_1 + 10n_1 \log d & \text{ko je } 1 < d < d_b \\ L_1 + 10n_2 \log(d/d_b) + 10n_1 \log d_b & \text{ko je } d > d_b. \end{cases} \quad (44)$$

$L_1$  v prejšnji enačbi predstavlja izgubo poti na referenčni razdalji 1 m.

ITU-R predlaga modifikacijo tega modela, kjer so, namesto dveh odsekov, upoštevani trije. Napovedana izguba poti je podana izključno kot funkcija razdalje točke preloma

$$L = \begin{cases} 40 + 25 \log d, & \text{ko je } d < d_b / 2 \\ 40 + 25 \log(d_b / 2) + 40 \log(2d / d_b), & \text{ko je } d_b / 2 \leq d < 4d_b \\ 40 + 25 \log(d_b / 2) + 40 \log(4d_b) + 60 \log(d / 4d_b), & \text{ko je } d \geq 4d_b. \end{cases} \quad (45)$$

V mikrocelicah z antenami pod nivoji streh se uporabljajo tudi modeli, ki upoštevajo več žarkov. Modeli predvidevajo ulico kot dielektrično sotesko, kjer so prisotni neposredni žarki ter žarki, odbiti od tal in sten zgradb. Do sprejemnika pride nešteto žarkov, zato je v praksi treba upoštevati le najpomembnejše. Predlagana sta bila tako model, ki upošteva štiri žarke (neposredni in od tal odbiti žarek ter dva od sten enkrat odbita žarka), in model s šestimi žarki [31]. Slednji upošteva, poleg že prej naštetih žarkov, tudi dva dvakrat odbita žarka.

## 2.7 Modeli razširjanja signala v notranjosti stavb

Radijski signal je v notranjosti stavb oslavljen glede na jakost signala zunaj stavb. Slabljenje je odvisno od materiala, iz katerega je zgrajena stavba, števila oken in načina zasteklitve, vrste kritine ter lokacije mobilne postaje, kot na primer, v katerem nadstropju je uporabnik, kako daleč v notranjosti stavbe je itd. Za brezžične sisteme, pri katerih so oddajniki nameščeni zunaj stavb, je mogoče določiti jakost signala v stavbi tako, da se s komercialnim orodjem, ki na primer uporablja model Okumura-Hata ali Longley/Rice, izračuna jakost signala zunaj stavbe ter doda dodatna vrednost za slabljenje, pridobljena z meritvami na podobnih stavbah.

Tabela 2 podaja okvirne vrednosti slabljenja za posamezna nadstropja glede na radijski signal, izmerjen zunaj stavb za komunikacijske sisteme UHF, delujoče pri frekvencah med 450 in 470 MHz. Prav tako so znane okvirne vrednosti slabljenja, povzročene pri prehodu radijskega žarka skozi stene, znaša od 10 do 15 dB, in pri prehodu radijskega žarka med nadstropji, ki znaša od 12 do 27 dB.

Tabela 2: Izmerjene vrednosti slabljenja znotraj stavb za frekvence med 450 in 470 MHz

Nadstropje	Slabljenje [dB]
pritličje	27
prvo	23
tretje	20
peto	15
deseto	3,5
štirinajsto	-2

Tudi razširjanje radijskega signala med oddajnikom in sprejemnikom znotraj stavb je podvrženo slabljenju, ki ga povzročajo vmesne stene, stropi, vrata in druge ovire v prostorih. Razširjanje radijskega signala v stavbi je odvisno predvsem od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom, števila vmesnih sten in tal ter njihovih elektromagnetnih lastnosti. Modele širjenja valovanja znotraj prostorov lahko razdelimo na izkustvene in deterministične.

Načrti stavb in uporabljeni materiali pogosto niso natančno znani. Poleg tega se velikokrat pojavijo potrebe po hitri in grobi oceni pokritja stavbe z radijskim signalom. V takih primerih je smiselno uporabiti empirične modele. Ker je razdalja med oddajnikom in sprejemnikom običajno razmeroma majhna, so klasični empirični modeli širjenja v makrocelicah, ki veljajo za oddaljeno elektromagnetno polje, neuporabni.

Za natančnejšo določitev jakosti signala znotraj stavb so primernejši deterministični

modeli razširjanja valovanja, ki večinoma temeljijo na metodah sledenja žarkov (razdelek 2.5.1). Ker so te računsko kompleksne, programski paketi uporabljajo poenostavljene metode, ki pohitrijo izračun, vendar bistveno ne povečajo napake pri izračunu jakosti signala.

### 2.7.1 Model enotnega nagiba

Model določa linearno odvisnost med izgubo poti v decibelih in logaritmom razdalje [23]. Enačba za izgubo poti je

$$L = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log(d), \quad (46)$$

kjer je  $L_0$  izguba poti na razdalji enega metra,  $n$  indeks upadanja moči in  $d$  razdalja med oddajnikom in sprejemnikom v metrih.

Model je razmeroma preprost, saj je edini spremenljivi parameter razdalja med sprejemnikom in oddajnikom. Treba je upoštevati tudi odvisnost parametrov od kategorije okolja.

### 2.7.2 Model linearnega slabljenja

Model linearnega slabljenja (angl. Linear Attenuation Model – LAM) predvideva, da je izguba poti linearno odvisna od razdalje  $d$  v metrih in koeficienta slabljenja  $\alpha$  [dB/m] [23]:

$$L = L_{FS} + \alpha \cdot d. \quad (47)$$

V nekaterih študijah so dodali še faktor, ki upošteva izgube zaradi sten, kar nekoliko izboljša natančnost modela.

### 2.7.3 Model faktorja slabljenja

Je empirični model, razvit za notranjost zgradb, ki določa izgube poti razširjanja v istem nadstropju ali skozi različna nadstropja [33]. Izguba poti je podana kot

$$L = L(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF. \quad (48)$$

$FAF$  je faktor slabljenja tal in se upošteva pri razširjanju čez različna nadstropja,  $n$  pa je eksponent izgube poti za opazovano lokacijo v istem nadstropju, katerega tipična vrednost znaša 2,6. Vrednost  $FAF$  je med 12,9 in 16,2 dB v primeru prenosa čez eno nadstropje, od 18,7 do 27,5 dB pri prenosu čez dve nadstropji ter med 24,4 in 31,6 dB pri prenosu čez tri nadstropja.

V modifikaciji modela [34] je izguba poti podana z enačbo

$$L = L(d_0) + 10 \log \left( \frac{d}{d_0} \right) + \alpha d + FAF. \quad (49)$$

V enačbi 49 je  $\alpha$  faktor slabljenja, ki je za različna notranja okolja eksperimentalno določen.

### 2.7.4 Model Keenan-Montley

Model Keenan-Montley upošteva tako slabljenje skozi posamezne stene kot tudi nadstropja [35]. Slabljenje poti je podano z

$$L = L_0 + 10d \log d + \sum_{i=1}^I k_{fi} L_{fi} + \sum_{j=1}^I k_{wj} L_{wj}. \quad (50)$$

$L_0$  je faktor slabljenja na referenčni razdalji,  $n$  je eksponent izgube poti,  $d$  je razdalja med oddajnikom in sprejemnikom,  $L_{fi}$  je slabljenje čez tla tipa  $i$ ,  $k_{fi}$  je število nadstropij tipa  $i$  med oddajnikom in sprejemnikom,  $L_{wj}$  je faktor slabljenja sten tipa  $j$  in  $k_{wj}$  je število sten tipa  $j$  med oddajnikom in sprejemnikom.

### 2.7.5 Model več sten

Model več sten (angl. Multi Wall Model – MWM) določa izgubo poti kot izgubo v praznem prostoru z dodatnim faktorjem, ki predstavlja izgubo poti neposrednega žarka pri prehodu skozi stene oziroma tla [23]. Dokazano je bilo, da so celotne izgube tal nelinearna funkcija števila tal, ki jih žarek prebode. Lastnost je v enačbi modela upoštevana z empiričnim faktorjem  $b$ :

$$L = L_{FS} + L_C + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f^{\left[ \frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right]} L_f. \quad (51)$$

V prejšnji enačbi je  $L_{FS}$  izguba med oddajnikom in sprejemnikom v praznem prostoru,  $L_C$  konstantna izguba,  $k_{wi}$  število sten med oddajnikom in sprejemnikom tipa  $i$ ,  $k_f$  število tal med oddajnikom in sprejemnikom,  $L_{wi}$  izguba zaradi stene tipa  $i$ ,  $L_f$  izguba med sosednjimi tlemi,  $b$  empirični parameter in  $I$  število različnih vrst sten.

Faktor konstantnih izgub v prejšnji enačbi izhaja iz izgub sten in je določen na podlagi rezultatov meritev z uporabo večpotne linearne regresije. Običajno je zelo blizu ničle. Tretji del enačbe 51 opisuje celotno izgubo zaradi sten med oddajnikom in sprejemnikom. Iz praktičnih razlogov je priporočljivo čim manjše število različnih tipov sten, saj je razlika med posameznimi tipi razmeroma majhna, kar pomeni, da je njihova pomembnost v modelu nejasna.

Treba je poudariti, da faktorji izgub v navedeni enačbi niso fizične izgube sten, ampak koeficienti modela, ki so optimizirani z izmerjenimi podatki izgube poti. Posledično

faktorji izgub vključujejo tudi vplive pohištva in celo posledice vodenja signalov vzdolž koridorjev.

### 3 Razširjanje radijskega signala v posebnih okoljih

Razširjanje radijskih valov opisujejo Maxwellove enačbe, ki so osnova tudi modelom radijskih kanalov. Natančno upoštevanje Maxwellovih enačb pri modeliranju radijskega kanala vodi v skrajno kompleksne modele [36]. Ker so lastnosti širjenja signala v predorih in podzemnih hodnikih razmeroma specifične in se močno razlikujejo od lastnosti širjenja v drugih okoljih, kot so mesta, stavbe itd., se lahko pri nekoliko višjih frekvencah (nekaj 100 MHz) pojavi vodeni radijski val in tako predor predstavlja za širjenje radijskih žarkov valovod. Dozdajšnje ugotovitve [37–39] kažejo, da pride do pojava vodenega radijskega žarka le, kadar so prečne dimenzije predora nekajkrat večje od valovne dolžine valovanja. Zaradi valovodnega učinka je slabljenje radijskega signala v predorih običajno manjše kot v praznem prostoru. Z višanjem frekvence se slabljenje še dodatno zmanjšuje, torej je predor s stališča razširjanja radijskega signala UHF valovod z izgubami v dielektričnih stenah.

Radijsko pokritje v predorih je treba poznati tako za komercialno uporabo kot tudi za komunikacijo v primeru zaščite in reševanja. Zaradi tega je bilo izvedenih več raziskav s področja razširjanja radijskih signalov UHF v predorih. V preteklosti je bila večina eksperimentalnih raziskav o značilnostih razširjanja radijskih valov v predorih usmerjenih v iskanje frekvenčnega pasu, v katerem je stopnja slabljenja najnižja. Rezultati so pokazali, da je optimalno frekvenčno okno med 1 in 2 GHz. Veliko študij je bilo izvedenih predvsem za krajše razdalje in pri frekvencah, namenjenih javnim komercialnim brezžičnim komunikacijam, kot so GSM (angl. Global System Mobile) (900 MHz), UMTS (angl. Universal Mobile Telecommunications System) (1,8 GHz), WiFi (angl. Wireless Fidelity) (2,4 GHz) in WiMAX (angl. Worldwide Interoperability for Microwave Access) (3,5 in 5,8 GHz). Raziskave so pokazale, da je slabljenje na oddaljenih območjih predorov običajno manjše kot v praznem prostoru, kar dokazuje, da je na tem območju prisoten pojav vodenega vala oziroma valovoda [40–42]. Izvedene so bile tudi analize razširjanja elektromagnetnih valov skozi različne medije (zemljo), na podlagi katerih je bil predlagan tudi model za podzemne rudniške, cestne in železniške predore za GHz frekvence [43]. Nedavne raziskave so bile usmerjene tudi v učinkovitost pristopa MIMO (angl. Multiple Input, Multiple Output) v predorih [44–46]. Rezultati so pokazali, da sta ojačenje in kapaciteta v primerjavi s sistemom SISO (angl. Single Input, Single Output) odvisna predvsem od velikosti predora in dosega komunikacije.

Za opis razširjanja radijskih signalov vzdolž predorov so bili predlagani različni empirični modeli. Najpogosteje se uporabljajo standardni modeli s prilagajanjem

parametrov (enojni nagib, dvojni nagib), model valovoda in kombinacija obeh modelov. Predlagani so bili tudi različni pristopi za izračun točke preloma, ki ločuje bližnje in oddaljeno območje razširjanja [38, 39, 41].

Za izračun jakosti signala vzdolž predorov se uporabljajo tudi deterministični modeli razširjanja radijskega signala, med katere spadajo metode sledenja žarka [18, 47–52]. V tem primeru predor opišemo s povezanimi ravnimi ploskvami. V ukrivljenih predorih ovalnega prečnega prereza je zaradi številnih ravnih ploskvic trirazsežni izračun časovno potraten. Izračun jakosti radijskega signala v predorih lahko pohitrimo z metodo vektorskih paraboličnih enačb, ki se uporabljajo za izračun električnega polja v valovodih. Postopek omogoča hiter in precej natančen izračun električnega polja tudi v zavutih predorih poljubnega prečnega preseka.

### 3.1 Značilnosti razširjanja radijskega signala v predorih in podzemnih hodnikih

Širjenje radijskih valov v predorih in podzemnih hodnikih je močno odvisno od frekvence radijskega signala, prečnih dimenzij in oblike predora, zavojev v predoru, hrupavosti površine, elektromagnetnih lastnosti materialov, ovir v predoru in od položaja, polarizacije ter sevalnega diagrama oddajne in sprejemne antene [53]. Našteti parametri vplivajo na razširjanje neposrednega vala, odbitih, uklonjenih in sipanih valov, ki so običajno prisotni. Vpliv posameznih parametrov na slabljenje radijskega signala je v literaturi razmeroma dobro obdelan.

Slabljenje radijskega signala v predorih je, tako kot v večini drugih okolij razširjanja, močno odvisno od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Že leta 1978 je Chiba ponazoril predor s prenosnim kanalom visokofrekvenčnega tipa (angl. high-pass) in dokazal, da se slabljenje radijskega signala v ravnem predoru z višanjem frekvence signala in z večanjem prečnih dimenzij zmanjšuje [54]. Če predor obravnavamo kot krožni valovod z enakim prečnim presekom kot predor, eksperimentalne vrednosti konstant slabljenja ustrezajo teoretičnim vrednostim rodov  $TE_{01}$  in  $EH_{11}$ . Ko je največja prečna dimenzija predora večja od petnajstih valovnih dolžin signala v praznem prostoru, slabljenje signala vzdolž predora skorajda ni odvisno od oblike predora. Širjenje signala v takem predoru obravnavamo podobno kot v praznem prostoru [55].

Za različne oblike prečnih presekov predorov so v [55] predlagali splošno enačbo slabljenja radijskega signala v  $dB/m$ :

$$\alpha = x\lambda^2 \left[ \frac{\epsilon_r}{a^3 \sqrt{\epsilon_r - 1}} + \frac{1}{b^3 \sqrt{\epsilon_r - 1}} \right], \quad (52)$$

kjer je  $a$  največja širina predora,  $b$  največja višina predora in  $\epsilon_r$  relativna dielektričnost sten oziroma tal predora. Vrednost koeficienta  $x$  je odvisna od prečnega preseka predora.

Za krožni predor je  $x = 5,09$ , za pravokotni predor je  $x = 4,343$ , za obokani predor je  $x = 5,13$  in za ovalni predor je  $x = 4,45$ .

Velikost in oblika prečnega preseka predora ter zavoji v predorih pomembno vplivajo na razširjanje radijskega signala v predorih [56–59]. Vpliv prečnega preseka je izrazitejši predvsem pri višjih frekvencah, kjer postaja tudi vpliv zavojev, nagibov in dodatnih odcepov v predoru na povečanje slabljenja vedno večji [60]. V [61] so avtorji preučevali vpliv spremembe prečnih dimenzij pravokotnega predora. Rezultati simulacije kažejo, da sprememba višine predora vpliva predvsem na vertikalno polarizirane rodove, sprememba širine pa na horizontalne. Zavoj v predoru močno vpliva na razširjanje radijskega signala, saj neposredne vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom običajno ni, kar onemogoča sprejem neposrednega vala. S povečevanjem radija zavoja se povečuje zakasnitev razpršitve in zmanjšuje sprejeta moč. Medtem ko se slabljenje radijskega signala v ravnih predorih z višanjem frekvence zmanjšuje, se v zavutih predorih povečuje, saj zaradi razmer NLOS prispevajo k jakosti sprejetega signala le odboji in ukloni. Za zanesljivo komunikacijo je priporočljiveje nameščati dodatne antene in tako ohranjati razmere neposredne vidljivosti (LOS) med sosednjimi antenami [52, 57, 58]. Primerjava meritev in rezultatov simulacij, izvedenih s tehniko sledenja žarka v zavitem obokanem predoru, potrjuje, da geometrija predora, zlasti oblika prečnega preseka in njegov potek, pomembno vplivata na razširjanje signala, medtem ko je vpliv elektromagnetnih lastnosti materialov bistveno manjši [62].

V večini predorov lahko vpliv prevodnosti zanemarimo, saj je ta razmeroma majhna [63]. Če so elektromagnetne (dielektrične) konstante stranskih sten in tal enake, je slabljenje vertikalno polariziranega rodu opazno večje kot slabljenje horizontalno polariziranega rodu. Z zmanjševanjem dielektričnih konstant se razlika slabljenj zmanjšuje [64]. Slabljenje dominantnih rodov v predorih, ki je tudi posledica njihovega prodiranja v izgubne dielektrične stene predora, je mogoče zmanjšati z dodatnimi kovinskimi trakovi, nameščenimi na površini sten. Rešitev je primerna predvsem za nižje frekvence, kjer so valovna dolžina signala in prečne dimenzije predora primerljive [65].

Potek slabljenja radijskega signala vzdolž predora je odvisen tudi od položaja, polarizacije in sevalnega diagrama oddajne in sprejemne antene [57, 58, 60, 64, 66]. Uporaba antene z ustreznim sevalnim diagramom na primerni lokaciji zmanjšuje slabljenje radijskega signala. Optimalni položaj oddajnika je na sredini predora, medtem ko oddajnik, nameščen ob steni predora, povzroča najslabše propagacijske karakteristike. Ugotovitve so v [60, 67] potrdili s simuliranjem razširjanja radijskega signala v pravokotnem rudniškem predoru. Ugotovili so, da postajajo rodovi razširjanja s približevanjem oddajnika steni predora kompleksnejši, slabljenje signala se povečuje, vrednost zakasnitev razpršitve pa narašča. Vrednost zakasnitve razpršitve je mogoče zmanjšati z usmerjenimi vertikalno polariziranimi antenami. Vpliv postavitve oddajnika zunaj predora na razširjanje radijskega signala v predoru je obdelan v [68]. Slabljenje

radijskega signala je ob vstopu v predor precejšnje in se povečuje z večanjem vpadnega kota.

Znano je tudi, da je slabljenje vertikalno polariziranega vala manjše kot slabljenje horizontalno polariziranega [64]. Ugotovitev velja za razširjanje visokofrekvenčnih signalov (nad 30 GHz) v predorih s krožnim prečnim presekom, za katere rezultati simulacij kažejo, da je izguba poti vertikalno polariziranega vala manjša kot pri horizontalno polariziranem valu [57, 58].

Različne ovire in promet v predoru povzročajo dodatno slabljenje in povečujejo zakasnitve razpršitve radijskega signala. Pri 900 MHz lahko dodatno slabljenje zaradi prometa v predoru (150 tovornjakov na uro) pri istem položaju oddajnika in sprejemnika doseže tudi 50 dB. Dodatno izmerjeno slabljenje, ki ga povzročajo tovornjaki, je upoštevano tudi v dopolnjenem valovodnem modelu, ki omogoča natančnejše izračune slabljenja v prometnih predorih [69]. V [57, 58] je analiziran vpliv vlaka v predoru. Ker se zaradi odbojev zakasnitev razpršitve poveča, je za zagotovitev kakovostne komunikacije potrebne dovolj pasovne širine. Zaradi kovinske površine vlak razmeroma malo vpliva na nivo sprejetega signala. Pri analizi vpliva ovir v rudnikih na razširjanje 900 MHz radijskega signala so ugotovili, da premikajoči se vozički precej vplivajo na razširjanje radijskega signala, medtem ko majhne negibne ovire skorajda ne povzročajo nikakršnega vpliva [70]. Meritve radijskega signala v predoru dokazujejo, da so izgube razširjanja radijskega signala zaradi vozil v predorih odvisne predvsem od števila ter velikosti vozil, in ne toliko od njihovega položaja v predoru [59].

Avtorji so v [71] analizirali parametre predora in oddajnika, ki pomembno vplivajo na nagib krivulje izgube poti. Modelirali so razširjanja radijskega signala v zavitem predoru s pravokotnim in z obokanim prečnim presekom. Nagib krivulje slabljenja je odvisen predvsem od vpadnega kota doselega signala, hrapavosti sten, položaja anten in njihove polarizacije, zlasti v povezavi z obliko predora. Glede na rezultate simulacij, ki so bile izvedene s tehniko sledenja žarka, lokacija antene in njena polarizacija precej vplivata na kote odbojev, vrednosti odbojnih koeficientov in posledično tudi na razširjanje radijskega signala. Izbira polarizacije antene je odvisna od oblike prečnega preseka predora. Za pravokotni predor je optimalna izbira vertikalna polarizacija, za ovalnega pa horizontalna. Hrapavost površin in zavitost predora le nekoliko vplivata na nagib krivulje izgube poti. Pokazano je tudi, da velikost prečnega preseka predora le malo vpliva na nagib krivulje izgube poti. Elektromagnetni parametri materialov predora se lahko v razumnih mejah spreminjajo brez vpliva na rezultate razširjanja signala. Sevalni diagram antene vpliva le na nivo sprejetega signala, in ne na nagib krivulje izgube poti. Najmočnejši vpliv na optimizacijo pokritja v predorih torej povzročajo konfiguracija oddajne antene in nagib sprejemne antene skupaj z obliko prečnega preseka predora.

Pri analizi razširjanja radijskega signala v predorih je izjemno težko upoštevati vse vplivne parametre in dejavnike. Bistvenega pomena za uspešno in razmeroma natančno

analizo sta pravilna ocenitev in upoštevanje parametrov, ki dejansko najmočneje vplivajo na karakteristike radijskega signala preučevanega predora.

### 3.2 Radijski signal v valovodu

Kot smo že omenili, si predor lahko predstavljamo kot votel prevodnik z lastnostmi valovoda [37]. V valovodih se širijo prečni električni in prečni magnetni rodovi pri frekvencah, ki so večje od določene mejne vrednosti posameznega rodu. Vrednost mejne frekvence določenega rodu je odvisna od prečnih dimenzij predora in je podana z enačbo [37]

$$f_{mn} = \frac{c \sqrt{m^2 \frac{b}{a} + n^2 \frac{a}{b}}}{2\sqrt{ab}}, \quad (53)$$

kjer je  $a$  širina in  $b$  višina predora,  $c$  hitrost svetlobe, vrednosti  $m$  in  $n$  pa označujeta valovodne rodove TM in TE.

Če je frekvenca signala manjša od mejne frekvence, ni valovodnega učinka in slabljenje narašča s kvadratom razdalje. Pri frekvenci signala, ki je približno enaka mejni frekvenci, je slabljenje določeno s frekvenco, z obliko predora in njegovimi prečnimi dimenzijami. Na slabljenje signala s frekvenco, višjo od mejne frekvence, pa vplivajo prečne dimenzije valovoda (predora), prevodnost sten valovoda (predora) in njihova hrapavost ter oblika predora in je močno povezano z rodod razširjanja. Z višanjem frekvence se slabljenje signala zmanjšuje.

Večrodovni model (angl. Multimodal Model – MM) podaja analitičen izraz za izračun izgube poti in zakasnitve razširitve v vsaki točki predora [72, 73]. Njegova veljavnost je preverjena z meritvami. Model potrjuje, da je rodovno slabljenje odvisno predvsem od velikosti predora in delovne frekvence, medtem ko je porazdelitev jakosti med posameznimi rodovi odvisna od položaja oddajne antene. V bližini oddajnika je slabljenje signala razmeroma visoko, fluktuacija signala pa zelo intenzivna. Z večanjem oddaljenosti od oddajnika se slabljenje signala in njegovo nihanje zmanjšujeta, saj slabljenje višjih rodov zelo hitro pada, in njihov prispevek k nivoju sprejete moči hitro postane zanemarljiv. V tabeli 3 so podane vrednosti slabljenja posameznih rodov za predor s krožnim prečnim presekom in polmerom dveh metrov ter frekvenco 1 GHz. Torej lahko slabljenje radijskega signala v predoru razdelimo na razširjanje na bližnjem in oddaljenem območju. Medtem ko na bližnjem območju na jakost signala vpliva veliko rodov, je slabljenje na oddaljenem območju odvisno od razširjanja majhnega števila (običajno le enega) rodov nižjega reda. Frekvenca razširjanja signala ne vpliva na porazdelitev moči med rodovi, vendar močno vpliva na konstante razširjanja [43, 72–74]. Vlažnost, pritisk, temperatura zraka v predoru in vgrajeni materiali zelo malo vplivajo na razširjanje signala v predorih. Podobne ugotovitve so navedene tudi v [75], kjer

predlagani model razširjanja radijskega signala v predoru sestavljata model sledenja žarka in rodovna analiza. Rezultate simulacij so primerjali z rezultati meritev na terenu. Podobno kot v [43, 72–74] so prepoznali dve območji razširjanja radijskega signala. Mejo med njima so izračunali na podlagi teorije sledenja žarka, z rodovno analizo pa so določili slabljenje razširjanja na posameznih območjih.

Tabela 3: Enaindvajset rodov, razvrščenih po naraščajoči vrednosti slabljenja;  $f = 1 \text{ GHz}$ ,  $a = 2 \text{ m}$ ,  $\epsilon_r = 12$  [74]

Rod	Slabljenje (dB/100 m)
TE01	1,10
HE11	2,77
TE02	3,72
HE21	7,16
HE13	7,45
TE03	7,94
HE12	8,59
HE14	11,6
HE31	13,1
TM01	13,3
HE23	13,7
TE04	13,9
HE24	16,9
HE15	18,2
EH11	20,2
HE41	20,7
HE33	21,1
HE22	21,8
TE05	21,9
HE34	23,2
HE25	23,7

Za prazne zavite predore je bil predlagan nepopolni valovodni model [76]. V [77] je podana rodovna analiza za predora s pravokotnim in polkrožnim prečnim presekom. Določili so konstante razširjanja v zavutih predorih za različne polarizacije. Dudley je v [78] izvedel obsežne analize potekov slabljenja z uporabo rodovne analize za krožne predore daljših razdalj in frekvence med 1 in 4 GHz. Poteki objavljenih grafov potrjujejo obstoj bližnjega in oddaljenega območja. Za analiziranje širjenja radijskih signalov znotraj okroglih cevi s premerom do 1,3 metra so predlagali model na osnovi rodov (angl. Modal Based Model – MBM) [79]. Natančnost modela je odvisna od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom in, kot pri vseh rodovnih modelih, od števila upoštevanih rodov.

### 3.3 Žarkovni modeli

Žarkovni modeli se razmeroma pogosto uporabljajo za izračun razširjanja radijskega signala v predorih. Njihova slabost je v zahtevi po natančnem poznavanju parametrov predora (dimenzij, oblike, elektromagnetnih lastnosti materialov, hrapavosti površin) in položaju ovir. V realnosti je natančne vrednosti parametrov skoraj nemogoče pridobiti, zato za določanje karakteristik razširjanja radijskega signala v predorih žarkovni modeli pogosto niso primerni oziroma rezultati modeliranja niso dovolj zanesljivi. Poleg tega stene, tla in ovire v predoru niso popolnoma gladke, zato bi bilo smiselno upoštevati tudi razpršene žarke, ki pa jih žarkovni modeli ne upoštevajo.

Kljub določenim poenostavitvam so izračuni izgube poti v predorih, katerih prečne dimenzije so veliko večje od valovne dolžine signala v praznem prostoru  $\lambda$ , z uporabo žarkovnih modelov še vedno zelo natančni. Osnovni žarkovni model je podan z enačbo

$$L_{R[dB]} = -10 \log_{10} \left[ \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left| \frac{G_d}{d} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{G_i R_i \exp\left( j \frac{2\pi}{\lambda} (d_i - d) \right)}{d_i} \right|^2 \right]. \quad (54)$$

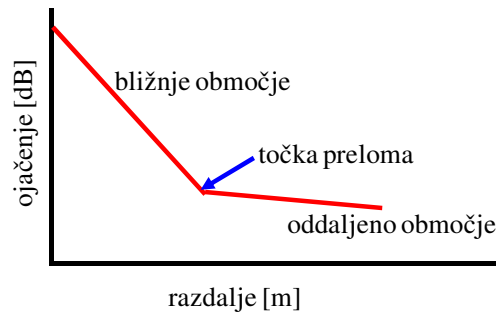
V enačbi 54 sta  $G_d$  in  $G_i$  produkta dobitka oddajne in sprejemne antene, ki ustrezata poti neposrednega oziroma  $i$ -tega odbitega žarka,  $d$  in  $d_i$  sta dolžini poti neposrednega in  $i$ -tega odbitega žarka.  $R_i$  je produkt odbojnih koeficientov vseh sten, na katerih se  $i$ -ti žarek odbije. Odbojna koeficienta sta odvisna od vpadnega kota in od frekvenčno odvisne relativne dielektričnosti [47].

V pravokotnih predorih je mogoče kompleksnost žarkovnega modela poenostaviti. Model, opisan v [49], pretvori trirazsežni model razširjanja radijskega signala v preprostejši dvorazsežni model. Pristop močno zmanjša računsko kompleksnost in izboljša učinkovitost izračuna slabljenja signala. Natančnost izračunov je še vedno primerljiva z rezultati izračunov s trirazsežnim modelom. Dvorazsežni žarkovni model je bil uporabljen tudi za preučevanje vstopa 2,1 GHz radijskega signala v majhen predor [80]. Model za izračun zakasnitve razpršitve signala v predoru, ki temelji na tehniki sledenja žarka in uporablja za določanje poti med oddajnikom in sprejemnikom metodo slik, je opisan v [50]. Pristop upošteva vse žarke, ki dosežejo cilj po naključnem številu odbojev, in vključuje vpliv vpadnega kota, dielektrične konstante materialov, antenski diagram in polarizacijo, hrapavost sten in obliko ter velikost prečnega preseka predora. Rezultati kažejo, da je v praznem, ravnem pravokotnem predoru zakasnitev razpršitve izjemno majhna. Tehnika sledenja žarka je uporabljena tudi v [51], kjer so analizirane karakteristike razširjanja radijskega signala v predorih in pri vstopu signala v predor pri frekvencah 900 MHz in 2,1 GHz. Predlagani model je ovrednoten tudi z rezultati meritev drugih avtorjev. Model sledenja žarka, ki je osredotočen predvsem na odbite žarke, so

uporabili za izračun jakosti signala frekvence 2,4 GHz v rudniških predorih [81]. V [82, 83] so rezultate simulacij, izvedenih z modelom sledenja žarka, primerjali z novo metodo kaskadne impedance (angl. Cascade Impedances Method – CIM) [84]. Izvedene so bile tudi meritve v podzemnem rudniškem predoru pri frekvenci 900 MHz. Rezultati analiz potrjujejo, da so uklon, odboj in večpotnost dominantni pojavi v kompleksnih koridorjih s hrapavimi površinami. Žarkovni model z uporabo metode slik je bil uporabljen za modeliranje razširjanja radijskega signala različnih frekvenc (1, 2,4 in 5,8 GHz) v ravnem ovalnem predoru [85]. Za natančnejše izračunavanje izgub radijskega signala v zavutih geometrijah, kot so predori z različnimi oblikami prečnih presekov, so avtorji v [18, 86] predlagali pristop RDN. Metoda pošiljanja žarkov je primerna tudi za modeliranje razširjanja radijskih valov v železniških predorih [87]. Metode sledenja žarka so uporabili za preučevanje razširjanja visokofrekvenčnih radijskih signalov v predorih [52]. Modificirana metoda SBR [47] omogoča razmeroma natančen izračun razširjanja radijskega signala, predvsem za predore, v katerih je dominanten pojav odboja. Pri analiziranju rezultatov so avtorji opazili tako imenovani učinek žarišča (angl. focusing effect), ki povzroča večjo sprejeto moč v predorih z obokanim kot s pravokotnim prečnim presekom. V [88] je opisan modificirani model Motif, ki temelji na metodi pošiljanja žarkov. Za opisovanje lastnosti ovir uporablja verjetnostne parametre. Vendar novi pristop za širjenje žarkov ne uporablja vnaprej določene mreže niti ne uporablja delitve ovir na motive, kar je osnova metode Motif. Poleg omenjenega določeni verjetnostni parametri niso upoštevani, saj bistveno ne vplivajo na razširjanje signala v predoru. Način določanja smeri vpadnega žarka po odboju je določen na isti način kot pri metodi Motif. Predlagani pristop omogoča upoštevanje hrapavih površin ovir. Odboj in absorpcija žarkov sta določena na osnovi parametrov verjetnosti, ki omogočajo preprostejše izračune. Lastnosti materialov so nadomeščene z verjetnostnimi sevalnimi diagrami, ki so na osnovi meritev empirično optimizirani. Metoda sledenja žarka dopolnjuje standardni hibridni valovodni model [89], ki v osnovi omogoča natančne izračune slabljenja le za ravne pravokotne predore. Tako dopolnjeni model je primeren za izračun slabljenja v predoru poljubne oblike in poteka. Rezultati meritev in simulacij predlaganega modela dokazujejo, da novi model razmeroma natančno izračuna slabljenje v zavitem delu predora.

### 3.4 Modeli več nagibov in točka preloma

Za izračun izgube poti v predorih se pogosto uporabljajo modeli več nagibov, kjer je širjenje valov razdeljeno na več območij. Na bližnjem območju jakost signala pada podobno kot v praznem prostoru, medtem ko na oddaljenih območjih, kjer se širi le nekaj rodov nižjih redov in so prisotni učinki valovoda, pada precej počasneje. Točke, ki ločujejo posamezna območja, se imenujejo točke preloma (slika 7) in jih je mogoče določiti z meritvami ali teoretično, običajno na podlagi Maxwellovih enačb.



Slika 7: Območji širjenja signala v predorih in točka preloma

Značilen potek slabljenja radijskega signala z več nagibi je bil potrjen z dejanskimi rezultati meritev. Iz meritev, izvedenih v cestnem predoru širine 16 m in višine 7 m pri frekvenci nosilca 2,1 GHz, je razvidno, da razširjanje radijskega signala v praznem predoru sledi modelu dveh nagibov [90]. Točka preloma, določena na osnovi meritev, je na razdalji 300 m. Za predore z manjšim prečnim presekom se prelomna točka premakne bliže oddajniku, saj so rodovi višjih redov močnejše oslabljeni. Ob prisotnosti gostega prometa se slabljenje signala povečuje in njegov potek vzdolž predora ne sledi več modelu dvojnega nagiba [90]. Zhang je v [70] analiziral rezultate meritev, izvedenih v rudniških predorih pri frekvenci 900 MHz. Predlagal je model z dvema nagiboma, ki ga sestavljata model slabljenja v praznem prostoru in modificirani valovodni model. Točka preloma je določena s kvadratom največje dimenzije predora in z valovno dolžino signala. Pristop je uporabljen tudi za analizo razširjanja signala ultraširokega pasa (angl. Ultra-Wide Band – UWB) v rudnikih [42]. V [91] so predstavljene meritve v predoru podzemne železnice za frekvenčni pas 2,4 GHz. Položaj oddajnika, nameščenega na steno predora, in sprejemnika v vlaku, močno vplivata na potek slabljenja signala. Prepoznana so bila tri območja razširjanja: območje neposredne vidljivosti (angl. Line Of Sight – LOS), območje brez neposredne vidljivosti (angl. None Line Of Sight – NLOS) in oddaljeno območje neposredne vidljivosti (angl. Far Line Of Sight – FLOS). Avtorji podajajo za vsa tri območja parametre zakasnitev razpršitve, impulzne odzive kanala, koherentno pasovno širino in profil močnostne zakasnitve.

Postopki določitve poteka izgube poti z uporabo modelov več nagibov so razmeroma preprosti ter računsko in časovno učinkoviti, vendar razmeroma nenatančni. Najtežje je točno določiti mesta sprememb nagiba modela, ki se imenujejo točke preloma. Položaj prelomne točke je odvisen od frekvence signala, velikosti predora, relativne dielektričnosti in od uporabljenega vzbujanja ter njegovega položaja v predoru [72, 73]. Določanje prelomne točke z rodovno analizo je izjemno počasno. Običajno rodovna analiza upošteva več rodov pred prelomno točko, ki je izračunana po enačbi 55, kjer je  $a$  največja prečna dimenzija predora in  $\lambda$  valovna dolžina signala v praznem prostoru, in dominantni rod po prelomni točki [41, 75, 92]

$$bp = \frac{a^2}{\lambda}. \quad (55)$$

V [93, 94] je prelomna točka določena na podlagi spektra ravninskega vala (angl. Plane Wave Spectrum – PWS). V razdelkih 3.4.1 in 3.4.2 pa sta podrobneje opisana dva razmeroma preprosta analitična pristopa za določitev poteka širjenja radijskega signala v predoru in izračun prelomne točke [38, 39].

V literaturi so bile opisane analitične metode določanja poteka slabljenja v različnih predorih in podzemnih hodnikih, ki v osnovi ne določajo večnagibnega poteka, vendar dokazujejo njegov obstoj. Metoda identifikacije sistema (angl. System Identification Method – SIM) določi z uporabo linearne optimizacije bližnje in oddaljeno območje ter točko preloma [95]. Metoda CIM je primerna za izračun razširjanja radijskega signala v ravnih in zavutih rudniških hodnikih, zgradbah, cestnih in železniških predorih, v katerih so hrapave površine. Uporablja se v povezavi z metodo segmentirane statistike (angl. Segmental Statistic Method – SSM) [84]. Osnovna ideja pristopa je v tem, da se radijski kanal v predoru obravnava kot prenosna linija. S to predpostavko je mogoče statistično opisati hrapavost površine predora. Metoda sama po sebi ne določa večnagibnega poteka slabljenja signala. Dodatno ovrednotenje metode z meritvami za frekvenci 900 MHz in 2,45 GHz ter razdaljo 100 m je opisano v [96], kjer sta prav tako identificirani dve območji razširjanja.

### 3.4.1 Model TUV

Model Tehniške univerze na Dunaju (angl. Technical University of Vienna – TUV) [38] temelji na izračunu razdalje, imenovane kritična razdalja –  $d_{crit}$ . Od te razdalje naprej skoraj vsi višji rodovi valovanja izginejo. Kritična razdalja je odvisna od največje prečne dimenzije predora  $a$  in valovne dolžine v praznem prostoru  $\lambda$  ter je podana z enačbo

$$d_{crit} = \frac{a^2}{\lambda}. \quad (56)$$

Model TUV uporablja srednjo vrednost moči v tej točki kot osnovo za določitev pokritja predora z radijskim signalom. Model podaja preprosto enačbo za nivo moči v odvisnosti od razdalje, ki je daljša od kritične razdalje

$$P_r = P_0 - d\alpha_0. \quad (57)$$

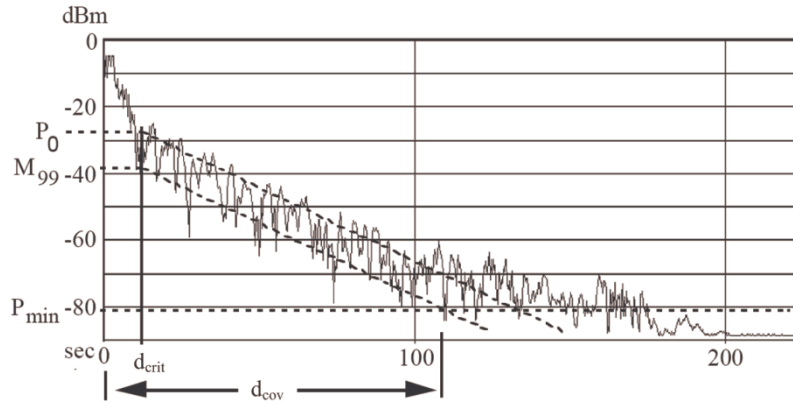
$P_r$  v enačbi predstavlja sprejeto moč v dB pri oddaljenosti  $d$  od antene,  $P_0$  je referenčni nivo, izmerjen pri oddaljenosti  $d_0$  od antene,  $\alpha_0$  pa faktor izgube, odvisen od predora in frekvence.

Za določitev  $P_0$  in  $\alpha_0$  je treba za izbrano vrsto predora izvesti dve referenčni meritvi (slika 8). Povprečje je izračunano prek razdalje približno  $d_{crit}/10$ , ki je dovolj velika za

izločitev presiha in hkrati dovolj majhna za upoštevanje učinka slabljenja valovoda. Za praktičen izračun izgube razširjanja ali razdalje pokritja  $d_{cov}$  je vključena verjetnostna meja (nivojska razlika med 50- in 99-odstotno verjetnostjo pokritja –  $M_{99}$ ) in je podana z

$$d_{cov} = d_{crit} + (P_0 - M_{99} - P_{min}) / \alpha_0, \quad (58)$$

kjer je  $P_{min}$  sistemsko določena minimalna sprejemna moč.



Slika 8: Izmerjeni nivo signala v cestnem predoru in model;  $f = 960$  MHz,  $v = 80$  km/h [38]

Če je med vozili in (ali) nad njimi dovolj prostora za širjenje valov, promet v predorih doda le nekaj decibelov dodatnega slabljenja. Taki primeri so v predorih, ki so zgrajeni po evropskih standardih, in v predorih za hitre vlake. Zavoji v predorih s krivinskim radijem, ki se običajno uporabljajo, bistveno ne vplivajo na razširjanje signala.

### 3.4.2 Model Zhang

Model Zhang [39] predvideva, da se radijski signal v bližini oddajnika širi kot v praznem prostoru in kot v valovodu na oddaljenem območju. Točka preloma med obema območjema je določena kot sečišče obeh krivulj.

Model valovoda oziroma analitični žarkovni model določa enačba

$$L_{w[dB]} = 5\lambda r \left( \frac{1}{a^2} \log_{10} \frac{1}{|R_v|^2} + \frac{1}{b^2} \log_{10} \frac{1}{|R_h|^2} \right) + CL_t + CL_r, \quad (59)$$

v kateri sta  $R_v$  in  $R_h$  odbojna koeficienta za vertikalno in horizontalno polarizacijo pri vpadnih kotih  $\phi_v = \lambda/2a$  in  $\phi_h = \lambda/2b$ ,  $CL_r$  in  $CL_t$  izgube skopljenja sprejemne in oddajne antene. Izgube skopljenja za anteno, ki je v predoru v točki  $(x, y)$ , so podane z enačbo

$$CL_{[dB]} = 10 \log_{10} \left[ \frac{2\pi ab}{\lambda^2 G} \cos^{-2} \left( \frac{\pi x}{a} \right) \cos^{-2} \left( \frac{\pi y}{b} \right) \right], \quad (60)$$

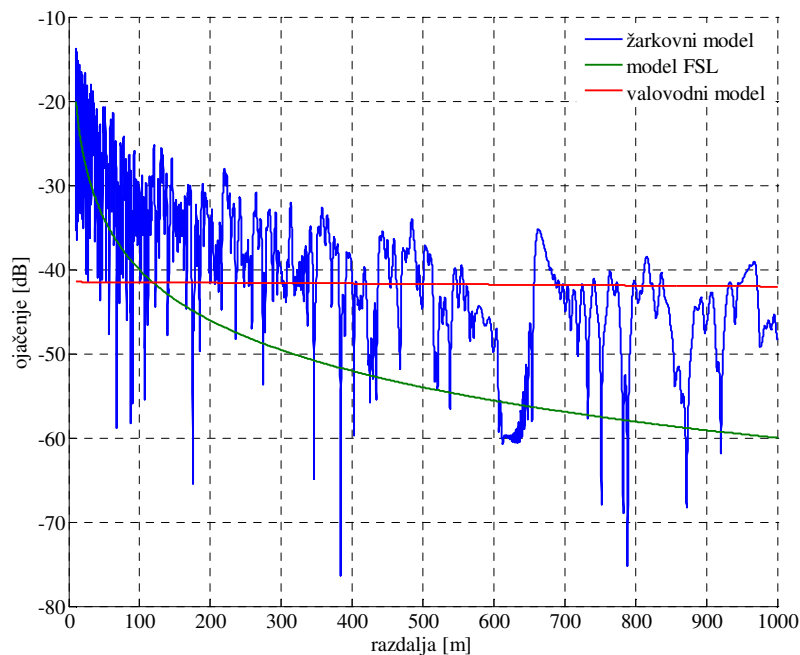
kjer je  $G$  dobitek antene. Model je preprost za uporabo, vendar daje uporabne rezultate za izgubo poti le na oddaljenih območjih predora. Začetka oddaljenega območja oziroma

točke preloma s tem modelom ni mogoče določiti.

Za določitev točke preloma je treba zapisati enačbo modela izgube poti v praznem prostoru (angl. Free Space Loss – FSL):

$$L_{FSL[dB]} = 10 \log_{10} \left[ \frac{(4\pi)^2}{\lambda^2} \frac{d^2}{|G|} \right]. \quad (61)$$

Ta model je primeren za izračun izgube poti v različnih okoljih, kjer prva Fresnelova cona ne vsebuje nobenih ovir.



Slika 9: Simulacija žarkovnih modelov in modela FSL –  $f = 2$  GHz

Slika 9 prikazuje potek krivulj žarkovnega in valovodnega modela ter model FSL. Simulacije so bile izvedene za prazen pravokotni predor širine  $a = 10$  m in višine  $b = 5$  m ter za frekvenco 2 GHz. Relativna dielektričnost sten in prevodnost sten sta znašali  $\epsilon_r = 10$  oziroma  $\sigma = 0,01$  S/m. Iz poteka krivulj je razvidno, da obstajata dve območji razširjanja radijskega signala. Točka sekanja med krivuljama valovodnega modela in modela FSL določa točko preloma. Območje pred točko preloma je bližnje območje, ki v prvi Fresnelovi coni ne vsebuje ovir. V tem delu se signal širi kot v praznem prostoru, zato lahko izgube razširjanja izračunamo z modelom FSL. Na območju za točko preloma (tako imenovano oddaljeno območje) pa se signal širi kot v valovodu. Izgube razširjanja signala v tem delu lahko računamo z valovodnim (analitičnim žarkovnim) modelom. Točka preloma vzdolž poti je določena kot mesto, kjer so izgube razširjanja obeh modelov enake

$$L_{FSL[dB]} = L_w[dB]. \quad (62)$$

Slabljenje signala v predorih najbolje predvideva žarkovni model, ki ga je mogoče nadomestiti s preprostejšima modeloma FSL (bližnje območje) in valovoda (oddaljeno območje). Iz poteka krivulj na sliki 9 je razvidno, da je slabljenje valovodnega modela izjemno majhno. Na podlagi rezultatov simulacij je bilo ugotovljeno, da se z višanjem frekvence vpliv prevodnosti sten na slabljenje signala zmanjšuje [63].

Pristop je primeren za uporabo v pravokotnih predorih. Mogoče ga je uporabljati tudi za predore drugih oblik. Treba je namreč določiti ekvivalentni pravokotni predor, katerega prečna površina mora biti enaka prečni površini analiziranega predora, širina ekvivalentnega pravokotnega predora pa mora biti enaka širini analiziranega predora na višini cestišča.



## 4 Tehnologije za zagotavljanje komunikacijskih storitev v posebnih okoljih

Pri izbiri komunikacijske tehnologije oziroma standarda za zagotavljanje komunikacijskih storitev v posebnih okoljih je treba upoštevati več meril. S stališča omrežja izstopa možnost vzpostavitve avtonomnega sistema in njegove povezave v delujoča omrežja. S stališča uporabnika je pomembna dostopnost oziroma razširjenost uporabniških terminalov.

V primeru izrednih dogodkov v posebnih okoljih je bistvenega pomena predvsem govorna komunikacija med reševalci na terenu ter med reševalci in vodstvom intervencije. Komunikacijska oprema mora biti robustna in preprosta za uporabo, s preprostim uporabniškim vmesnikom. Oblikovanje terminalov je podrejeno uporabnosti, ne pa toliko videzu terminala. Zato se za komunikacije v posebnih primerih uporablja posebna tehnologija, ki je že v osnovi namenjena za komunikacije v posebnih razmerah. Primer sistema za komunikacije v izrednih razmerah je profesionalno mobilno radijsko omrežje TETRA (angl. TERrestrial Trunked Radio), ki omogoča delovanje v neposrednem načinu med terminali TETRA brez posredovanja bazne postaje, kot tudi delovanje na podlagi terminala v vlogi repetitorja. Omogočen je seveda tudi dostop do preostalega telekomunikacijskega omrežja in omrežja TETRA po sistemu baznih postaj, podobno kot v drugih celičnih omrežjih.

S stališča razširjenosti tehnologije in terminalov kot tudi možnosti avtonomnega delovanja in povezovanja v druga omrežja je še posebej zanimiva tehnologija WiFi, ki temelji na družini standardov IEEE 802.11. Terminalna oprema WiFi, namenjena predvsem prenosu podatkov, je zelo razširjena in je na voljo v večini prenosnih računalnikov, v dlančnikih in novejših mobilnih terminalih. V primeru zankaste (angl. mesh) tehnologije WiFi je omogočeno samodejno povezovanje usmernikov oziroma dostopovnih točk v obsežnejše omrežje.

Kot potencialno zanimiva tehnologija za komunikacijske storitve v posebnih okoljih, predvsem zaradi pričakovane večje prenosne kapacitete, je tehnologija WiMAX, ki temelji na družini standardov IEEE 802.16. Po svetu že obstajajo prvi mobilni terminali z vgrajenim radijskim vmesnikom WiMAX, na voljo pa so tudi razširitvene kartice USB WiMAX, tako da bo ta oprema dostopna širšemu krogu ljudi. Glede na razvoj dogodkov v zadnjem letu se zdi, da bo tehnologijo WiMAX nadomestila tehnologija LTE, ki jo močno podpirajo vsi mobilni operaterji.

Velja poudariti, da vse tehnologije z ustrežno opremo in s konfiguracijo podpirajo

vzpostavitev tako imenovanih pretočnih povezav. Pri omrežju TETRA namreč terminal lahko deluje kot repetitor in omogoča dostop drugih terminalov zunaj dosega omrežja TETRA. Tehnologiji WiFi in WiMAX podpirata delovanje v zankastem omrežju, kjer se dostopovne točke oziroma bazne postaje samodejno povežejo v priložnostno (angl. ad-hoc) omrežje in tvorijo nekakšno zaledno (angl. backhaul) omrežje.

Poleg tehnologij za zagotavljanje dostopovnega segmenta komunikacijskega omrežja je za uporabo v posebnih okoljih zanimiva tehnologija brezžičnih senzorskih omrežij, ki temelji na standardu IEEE 802.15.4 in na priporočilih ZigBee. Brezžična senzorska omrežja se uporabljajo za različne vrste nadzora dogajanja v predorih in na podzemnih hodnikih. Na osnovi parametrov, ki jih posredujejo nameščeni senzorji, je mogoče povečati varnost, omiliti ali celo preprečiti nastanek izrednih situacij in učinkoviteje ukrepati, ko se pojavijo.

## 4.1 Standard TETRA

TETRA je evropski komunikacijski standard za digitalne snopovne radijske sisteme Evropskega inštituta za telekomunikacijske standarde (European Telecommunications Standards Institute – ETSI) [97]. Standard določa profesionalno mobilno radijsko omrežje, namenjeno za uporabo zasebnim in javnim profesionalnim uporabnikom (policiji, vojski, gasilcem in reševalcem ter službam, ki se ukvarjajo z zaščito, varnostjo, nadzorom, vzdrževanjem in upravljanjem), ki jim omogoča učinkovite in sodobne komunikacijske in informacijske storitve. V osnovi je tehnologija TETRA podobna tehnologiji GSM, ki je namenjena brezžičnemu prenosu govora in podatkov. Poleg tega so v tehnologijo TETRA v primerjavi s tehnologijo GSM implementirane dodatne funkcije, kot so skupinski klic, prioritetni klic, neposredna komunikacija med mobilnimi postajami brez podpore bazne postaje ipd. Poleg tega omrežja TETRA zagotavljajo zelo hitro vzpostavitev klica, visoko varnost in zanesljivost.

TETRA omogoča razmeroma obsežen nabor storitev in aplikacij. Potrebe in zahteve uporabnikov vseskozi naraščajo, kar je glavno gonilo pri nadaljnjem razvoju vsake tehnologije. Da bi izpolnili čedalje večje zahteve po novih zmogljivostih omrežja in storitvah, se, podobno kot se je razvijal sistem javne mobilne telefonije GSM z uvedbo paketnega podatkovnega prenosa GPRS (angl. General Packet Radio Service) in naslednje generacije UMTS/3G (angl. Universal Mobile Telecommunication System), razvija tudi profesionalni mobilni sistem TETRA. Nova generacija sistema TETRA se imenuje TETRA, različica 2. V sistemu TETRA 2 naj bi bile zagotovljene večje podatkovne hitrosti, izboljšano naj bi bilo vzajemno delovanje med sistemom TETRA in javnimi mobilnimi omrežji, razširjen doseg, optimizirana spektralna učinkovitost, razvoj modula za identifikacijo naročnika (angl. Subscriber Identification Module – SIM) in izboljšana varnost. Zagotavljala naj bi tudi združljivost in integracijo TETRA, različice 2, z zdajšnjim sistemom TETRA.

Za povezovanje perifernih naprav (npr. osebnega računalnika) z mobilnimi postajami definira standard TETRA vmesnik periferne opreme (angl. Peripheral Equipment Interface – PEI). Uporabljata se standardna asinhrona serijska linija RS232 z izhodiščno hitrostjo 9600 kb/s in ukazni vmesnik AT. Vmesnik AT temelji na klasični tehnologiji telefonskih modemov in se v mobilnih postajah TETRA uporablja za prenašanje podatkov med mobilno postajo in osebnim računalnikom ali drugo inteligentno napravo [98, 99].

#### **4.1.1 Načini delovanja sistema TETRA**

Standard TETRA določa dva osnovna načina uporabe [100, 101]:

- snopovni način (angl. Trunked Voice and Data – V + D),
- neposredni način (angl. Direct Mode Operation – DMO).

Največji nabor storitev omogoča snopovni način delovanja, ki zagotavlja prenos govora ali podatkov z vodovno komutacijo. V tem načinu delovanja je vsakemu viru za čas klica stalno dodeljen prometni kanal, ne glede na to, ali je v določenem trenutku potreben prenos podatkov ali ne.

Način DMO, ki ne zahteva omrežne infrastrukture, omogoča poleg prenosa govora tudi omejene podatkovne storitve. Za prenos govora ali podatkov je na voljo samo eno časovno okno.

##### **4.1.1.1 Snopovni način delovanja**

V snopovnem načinu delovanja sistema TETRA poteka komunikacija med terminali po omrežni infrastrukturi. Radijski terminal TETRA se neposredno povezuje samo z baznimi postajami oziroma z drugimi radijskimi terminali TETRA posredno prek baznih postaj in druge pripadajoče omrežne infrastrukture. Za prenos informacij v smeri terminala TETRA in v smeri bazne postaje se uporabljata različna frekvenčna pasova. Snopovni način podpira naslednje storitve: osebni ali skupinski klic, prenos podatkov, dispečerske storitve, prenos statusov in storitev kratkih podatkovnih sporočil (angl. Short Data Service – SDS).

Vsak nosilec v snopovnem načinu vsebuje štiri časovne reže, ki predstavljajo fizične kanale. Fizične kanale si medsebojno delijo logični kanali, ki prenašajo promet ali signalizacijo.

V snopovnem načinu so na voljo trije načini prenosa podatkov. Pri vodovno komutiranem načinu prenosa podatkov (angl. Circuit Mode Data – CMD) se med dvema točkama vzpostavi komunikacijski podatkovni kanal. Dosežene podatkovne hitrosti so odvisne od stopnje zaščite pred napakami in števila uporabljenih časovnih oken. Eni sami podatkovni povezavi so hkrati dodeljena največ štiri časovna okna. Ker je prenos podatkov običajno rafalne narave, je taka konfiguracija z vidika uporabe kanala razmeroma neučinkovita in se redko uporablja.

Storitve SDS so posebne storitve, ki omogočajo pošiljanje kratkih sporočil enemu ali

več prejemnikom. Kratka sporočila se prenašajo po krmilnem kanalu sočasno s prenosom govora ali podatkov na prometnem kanalu. Kratka sporočila se delijo na statusna sporočila, ki vsebujejo vnaprej določeno vsebino, in na sporočila z vsebino, ki jo določi uporabnik. Slednje delimo na štiri različne tipe (SDS-tip 1, 2, 3, 4), ki se razlikujejo glede na dolžino (16, 32, 64 in do 2048 bitov). Storitve kratkih sporočil ne omogočajo pošiljanja potrditve sprejema sporočil. Izjema je le izpeljanka sporočila SDS4, imenovana SDS-TL (angl. Short Data Service – Transport Layer). Ta sloj je potreben za zagotavljanje medsebojne obratovalnosti različnih aplikacij. Sporočila SDS se pogosto uporabljajo za izmenjavo sporočil pri aplikacijah za daljinsko merjenje in upravljanje različnih sistemov [98, 99].

Prenos paketnih podatkov (angl. Packet Data – PD) poteka povezavno ali nepovezavno. V prvem primeru se vzpostavi navidezna povezava med oddajnim in sprejemnim terminalom, ki je potrebna za prenos paketov podatkov po protokolu X.25. Nepovezavni način prenosa paketnih podatkov pošilja posamezne pakete med oddajnikom in enim ali več sprejemniki brez vzpostavitve navidezne povezave.

Hitrosti prenosa paketnih podatkov na podlagi protokola IP z uporabo ene časovne reže znašajo med 3 in 4 kb/s, kar zadošča za aplikacije, kot je samodejno sledenje vozil (angl. Automatic Vehicle Location – AVL), WAP (angl. Wireless Application Protocol), in elektronsko pošto. Pri uporabi več časovnih rež hitrost prenosa za aplikacije doseže do 19 kb/s. Dosežena hitrost omogoča aplikacije, kot so počasni video, prenos fotografij in prstnih odtisov in podobno. Vendar to povzroča tudi stranske učinke, saj poveča porabo moči ročnih naprav in zmanjšuje razpoložljive zmogljivosti za govorni prenos.

Kot del standarda TETRA 2 je ETSI definirala izboljšane podatkovne storitve TETRA (angl. TETRA Enhanced Data Service – TEDS), ki zagotavljajo teoretične podatkovne hitrosti do 691 kb/s. Za doseg bistveno višjih podatkovnih hitrosti so predvideni širši frekvenčni spekter (do 150 kHz) in spektralno učinkovitejši modulacijski postopki.

#### **4.1.1.2 Neposredni način delovanja**

Neposredni način delovanja omogoča komunikacijo med dvema ali več terminali TETRA neodvisno od snopovne infrastrukture. Ta način vključuje funkciji repertitor (angl. repeater) in prehod (angl. gateway), ki ju lahko opravlja radijski terminal TETRA. Neposredni način delovanja je uveljavljen v klasičnih analognih profesionalnih mobilnih radijskih sistemih.

DMO omogoča komunikacijo znotraj pokritja v primeru zasedenosti omrežja ali ko povezava z infrastrukturo omrežja ni potrebna. Poleg tega zagotavlja zanesljivo komunikacijo med radijskimi terminali na robu pokritja ali na območjih brez radijskega signala TETRA. Ker način DMO za delovanje ne potrebuje podpore omrežne infrastrukture, je komunikacija med terminali mogoča tudi v primeru izpada omrežja TETRA. Za neposredni način delovanja DMO se običajno določi poseben frekvenčni pas,

različen od tistega za snopovni način komunikacije, zato iz omrežja TETRA ni treba izvajati nikakršnega nadzora.

#### **4.1.2 TETRA za komunikacijske storitve v posebnih okoljih**

Tehnologija TETRA je namenjena profesionalnim uporabnikom, ki se običajno prvi odzovejo na nastale izredne razmere. Posebna okolja, kot so predori, ruševine in podzemni hodniki, so izjemno rizična okolja, v katerih so komunikacije, predvsem v izrednih razmerah, izjemnega pomena. Sistem TETRA je profesionalna in zanesljiva rešitev. Uporaben je zlasti način TETRA DMO, ki deluje povsem neodvisno od omrežne infrastrukture, kar je izjemnega pomena v primeru izrednih situacij, saj omogoča komunikacijo med uporabniki tudi ob izpadu celotne komunikacijske infrastrukture. Poudariti je še treba razmeroma velik doseg signala in delovanje v primeru, ko ni neposredne vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom. Poglavitne slabosti so razmeroma visoka cena opreme, nizka prenosna hitrost in dejstvo, da tehnologija ni dostopna širšim množicam, ampak le profesionalnim uporabnikom.

### **4.2 Standard IEEE 802.16 in WiMAX**

WiMAX je širokopasovna radijska dostopovna tehnologija, ki podpira fiksen, nomadski, prenosni in mobilni dostop. Uporablja se kot širokopasovno dostopovno ali kot hrbtenično omrežje. Forum WiMAX je organizacija, ustanovljena za certificiranje skladnosti in interoperabilnosti proizvodov za širokopasovna brezžična dostopovna omrežja. Certifikat WiMAX zagotavlja, da naprave različnih proizvajalcev delujejo v skupnem omrežju.

Forum WiMAX torej določa testne metode, ki zagotavljajo, da bodo naprave različnih proizvajalcev medsebojno povezljive (zagotavlja interoperabilnost) [102]. Prek pooblaščenih laboratorijev forum WiMAX certificira proizvode. Certifikat WiMAX kupcem zagotavlja predpisano funkcionalnost certificiranih naprav in delovanje v omrežju WiMAX. Priporočila WiMAX temeljijo na vrsti standardov, ki nastajajo v okviru organizacije IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), s katero je usklajen tudi Evropski inštitut za telekomunikacijske standarde ETSI. WiMAX povzema določene dele standardov IEEE 802.16-2004, IEEE 802.16e-2005 (razširja prejšnji standard z mobilno specifikacijo WiMAX 802.16e-2005) in ETSI HiperMAN.

Zadnja nadgradnja standarda 802.16 za fiksni dostop je bila odobrena pod imenom IEEE 802.16-2004. Prvotni standard IEEE 802.16 je podpiral zelo širok nabor frekvenc (od 2 do 66 GHz), pasovne širine med 1,25 in 20 MHz, podatkovne hitrosti do 75 Mb/s in doseg do 50 km. Za izpolnitev zahtev po različnih načinih dostopa sta bila definirana dva različna standarda:

- IEEE 802.16-2004 in ETSI HiperMAN (fiksni in nomadski dostop),

- IEEE 802.16e-2005 (mobilni dostop).

#### 4.2.1 WiMAX 802.16-2004 in ETSI HiperMAN

Standarda IEEE 802.16-2004 in ETSI HiperMAN pokrivata fiksna in nomadsko prenosljiva širokopasovna brezžična dostopovna omrežja za mestna, primestna in ruralna okolja. Omogočata zveze topologije točka več točk (angl. Point to MultiPoint – PMP) in zankaste topologije [102].

Glede na frekvenčno območje in izvedbo fizične plasti (angl. PHY Layer) je možnih več rešitev, ki so skupaj z nekaterimi osnovnimi značilnostmi prikazane v tabeli 4. Zasenčeni del tabele kaže priporočila, ki jih je WiMAX že privzel, to sta WirelessMAN-OFDM in WirelessHUMAN.

Standard določa različne načine komunikacije za dve ločeni frekvenčni območji:

- od 10 do 66 GHz (WirelessMAN-SC) za zveze z optično vidljivostjo, namenjene predvsem povezavam baznih postaj v zankasti topologiji (angl. mesh network) in tudi dostopu tipa PMP;
- pod 11 GHz (WirelessMAN-OFDM) s spremenljivo pasovno širino (do 20 MHz) in z različnimi modulacijskimi shemami, ki omogočajo zvezo tudi, ko ni optične vidljivosti. Namenjen je fiksnim zvezam tipa PMP in zankastim topologijam. Tipični aplikaciji sta širokopasovno dostopovno omrežje in povezovalno omrežje baznih postaj. Trenutno je najobičajnejša uporaba ortogonalnega frekvenčnega multipleksa (angl. Orthogonal Frequency Division Multiplexing – OFDM) z 256 nosilci in s pasovno širino kanala pod 10 MHz. Sistem se prilagaja različnim zahtevam uporabnika. V optimalnih razmerah znaša doseg radijske zveze (optična vidljivost – LOS) do 45 km, v slabših (brez optične vidljivosti, NLOS) pa do 3 km, odvisno od oddajne moči in uporabljene antene.

Značilnost sistemov na nižjem frekvenčnem območju je možnost učinkovitega prenosa podatkov brez optične vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom, kar omogoča tehnologija OFDM. Če med oddajnikom in sprejemnikom ni optične vidljivosti, sestavlja sprejeti signal vsota časovno zakasnenih oddanih signalov, odmevov. Če so zakasnitve večje od trajanja enega simbolnega intervala, pride do pojava intersimbolne interference. S tehnologijo OFDM dosežemo oddajo časovno relativno dolgih simbolov istočasno na velikem številu (256) ortogonalnih podnosilcev. Trajanje simbola je pri tem bistveno daljše od zakasnitve odmevov. Na sprejemni strani se tako zberejo in seštejejo vsi od ovir odbiti žarki in s tem večajo energijo sprejetega simbola.

Tabela 4: Možni načini komunikacije v okviru standarda IEEE 802.16-2004

Naziv	Modulacija	Frekv. območje (GHz)	Pasovne širine (MHz)	Dupleks	Potrebna neposredna vidljivost
WirelessMAN-SC	z enim nosilcem 16 ali 64QAM	10 – 66	20, 25, 28	TDD FDD	da
WirelessMAN-SC	z enim nosilcem razpršeni BPSK, BPSK, QPSK, 16 ali 64 QAM, opsijsko 256 QAM	≤ 11 licenčno	z regulativo predvidene širine 2 <sup>n</sup> , min. 1,25	TDD FDD	ne
WirelessMAN-OFDM	OFDM, 256 podnosilcev, moduliranih z: BPSK 1/2, QPSK 1/2 QPSK 3/4, 16 QAM 1/2, 16 QAM 3/4, 16 QAM 2/3 64 QAM 3/4	≤ 11 licenčno <b>WiMAX: 3,4 – 3,6</b>	z regulativo predvidene širine 2 <sup>n</sup> , min. 1,25 npr.: 1,75; 3,5; 7; 17 <b>WiMAX: 3,5; 7 MHz</b>	TDD FDD	ne
WirelessMAN-OFDMA	ortogonalni frekvenčni sodostop OFDMA, 1703 podnosilcev, 1536 podat. podn. 32 podkanalov  modulacija: QPSK 1/2, QPSK 3/4, 16 QAM 1/2, 16 QAM 3/4, 64 QAM 1/2, 64 QAM 2/3, 64 QAM 3/4	≤ 11 licenčno	z regulativo predvidene širine 2 <sup>n</sup> : min. 1 MHz 1,75 MHz ... 3,5 MHz .... 7 MHz .... 10 MHz ... najv. 20 MHz	TDD FDD	ne
WirelessHUMAN	možne vse v tem stolpcu našete modulacije	≤ 11 nelicenčno Evropa: 5470-5725 <b>5725-5850</b>	z regulativo predvidene širine, npr. <b>10 MHz</b>	TDD	ne

Na osnovi standarda IEEE 802.16-2004 je trenutno s strani WiMAX potrjen le WirelessMAN-OFDM ali kratko WiMAX OFDM (frekvenčno območje od 3,4 do 3,6 GHz in pasovne širine 3,5 in 7 MHz). Če nista potrebna zajamčena kakovost storitve in prenos podatkov v realnem času, je možna tudi cenejša rešitev, to je WirelessHUMAN, ki deluje na območju brez potrebnega frekvenčnega dovoljenja in je namenjen predvsem zasebnim uporabnikom.

#### **4.2.2 WiMAX 802.16e-2005**

WiMAX 802.16e-2005, imenovan tudi mobilni WiMAX ali WiMAX OFDMA, izhaja iz standarda IEEE 802.16e-2005. Posega na področje hitrih mobilnih podatkovnih komunikacij, podobno kot tretja generacija mobilnih telefonskih komunikacij (3G, npr. WCDMA – UMTS ali HSxPA, nadgradnja WCDMA). Standard obljublja celično mobilnost z večjo pasovno širino in nižjo ceno, kot jo omogočajo mobilni sistemi tretje generacije. Naročniška postaja (angl. Subscriber Station – SS) se giblje s hitrostjo do 120 km/h z možnostjo trdega ali mehkega izročanja (angl. handoff) med sektorji in celicami [103].

Standard IEEE 802.16e-2005 je bil v konceptualni obliki izdelan sredi leta 2004 in potrjen februarja 2006. Glede na 802.16-2004 je na novo zasnovan tako sloj za krmiljenje dostopa do medija (angl. Medium Access Control – MAC) kot tudi fizični sloj. Ker zankasta in večskokovna omrežja omogočajo boljše pokritje in kapaciteto, je bil razvit dodaten standard IEEE 802.16j, ki dodaja posredovalne zmožnosti sistemom 802.16 [104, 105].

Ortogonalni frekvenčno deljeni sodostop (angl. Orthogonal Frequency Division Multiple Access – OFDMA) omogoča večjo prilagodljivost pri upravljanju različnih naročniških postaj. Omogoča zmanjšanje medsebojnih motenj za uporabnike z vsesmernimi antenami in izboljšanje karakteristik prenosa v pogojih brez optične vidljivosti (NLOS). Pri tem standardu so podnosilci združeni v podkanale, ki se dodelijo enemu ali več naročnikom, odvisno od pogojev razširjanja in njihovih zahtev po hitrosti prenosa podatkov. To operaterju omogoča večjo prilagodljivost pri upravljanju s pasovno širino (z modulacijo in s kodiranjem) ter z oddajno močjo. Vsakemu podkanalu se dodelita oddajna moč in pasovna širina. Z dodelitvijo večje moči se npr. poveča pokritost v zaprtih prostorih.

Podkanaliziranje v navzgornji povezavi (angl. uplink) omogoča dodatne izboljšave zmogljivosti. Pri OFDM vsak naročnik oddaja vse podnosilce hkrati, pri OFDMA pa uporabnik oddaja le po podkanalih, ki so mu dodeljeni. Pri OFDMA z 2048 nosilci in 32 podkanali je, če je naročniku dodeljen le en podkanal (ki predstavlja le eno dvaintridesetino skupnega spektra), vsa oddajna moč skoncentrirana v 1/32 skupnega razpoložljivega spektra, kar v primerjavi z OFDM prinese 15 dB ojačanja.

### 4.2.3 Primerjava standardov WiMAX OFDM in WiMAX OFDMA

Čeprav je na prvi pogled videti, da bosta standarda WiMAX 802.16-2004 in WiMAX 802.16e-2005 med seboj konkurenčna, da vsebuje slednji vse, kar vsebuje prvi, in da bo slednji na koncu prevladal, ima dejansko vsak svoje prednosti.

Prednosti WiMAX 802.16-2004 so:

- manj kompleksna rešitev, ko ni potrebna mobilnost;
- širok spekter proizvodov za profesionalno, operatersko in osebno rabo (cenejši sistemi) na različnih frekvenčnih območjih s potrebnim frekvenčnim dovoljenjem ali brez njega;
- hitrejši prenos;
- časovno prej razpoložljiv na trgu.

Prednosti WiMAX 802.16e-2005 so:

- podpira mobilnost tudi z mehkim izročanjem med celicami in sektorji ter hitrosti do 120 km/h;
- boljša pokritost notranjih prostorov;
- večja prilagodljivost pri upravljanju frekvenčnih virov;
- večja izbira v prihodnje razpoložljivih naročniških naprav, ki bodo podpirale ta standard, npr. PCMCIA- in USB-kartice za prenosne računalnike, dlančniki, pametni telefoni itd.

### 4.2.4 WiMAX za komunikacijske storitve v posebnih okoljih

Tehnologija WiMAX teoretično omogoča precej visoke prenosne hitrosti tudi na nekoliko daljših razdaljah, še posebej v primeru neposredne vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom. Doseg signala WiMAX se v ravnih delih predorov in hodnikov še dodatno poveča, saj se zaradi prisotnosti vodenega vala izguba poti z višanjem frekvence zmanjšuje. Različica standarda 802.16e-2005 podpira tudi mobilnost, vendar oprema za mobilni WiMAX, ki omogoča izročanje med celicami (baznimi postajami), še ni na voljo. Kljub certificiranju oprema različnih proizvajalcev ni nujno medsebojno združljiva, kar lahko povzroča precejšnje težave. Problem tehnologije WiMAX je tudi, da ni na voljo ustrezne opreme za delo v izrednih razmerah, ko je treba upoštevati ustrezno temperaturno območje ter zaščito proti vlagi in padavinam.

## 4.3 Standard IEEE 802.11 in Mesh WiFi

Brezžično lokalno omrežje (angl. Wireless Local Area Network – WLAN) je zasnovano za uporabo na kratke razdalje (velikostnega razreda nekaj 100 m v idealnih pogojih). Za uporabnike najzanimivejše področje uporabe tehnologije WLAN je brezžični nomadski dostop, kjer ima uporabnik na območju v bližini dostopovne točke (angl. hotspot) dostop

do interneta na javnih mestih, kot so npr. letališča, železniške postaje, območja univerz, nakupovalna središča itd., iz svojega terminala (prenosnika, dlančnika ali mobilnega terminala z vmesnikom WLAN).

IEEE 802.11 je družina specifikacij za tehnologijo WLAN, ki jih je razvila delovna skupina v okviru IEEE. Standard IEEE 802.11 opisuje radijski vmesnik med brezžičnim uporabnikom in bazno postajo ali pa med dvema brezžičnima uporabnikoma. Delovna skupina 802.11 je odgovorna za specifikacijo standardov fizičnega sloja in podsloja MAC. Standard IEEE 802.11 je postal »de facto« standard WLAN [106–108].

Družina IEEE 802.11 vsebuje naslednje standarde:

- **802.11:** Osnovna različica standarda, ki je nato doživela več razširitev oz. nadgradenj na različnih področjih (fizičnega sloja, varnosti, kakovosti storitev itn.). Omogoča hitrost prenosa 1 ali 2 Mb/s v 2,4 GHz frekvenčnem pasu, kjer je oddajna moč omejena na 100 mW EIRP. Za modulacijo signala se uporablja razpršeni spekter s frekvenčnim skakanjem (angl. Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS) ali pa razpršeni spekter z neposrednim zaporedjem (angl. Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS). Specifikacija je bila dokončana leta 1997.
- **802.11a:** Omogoča prenosne hitrosti do 54 Mb/s, uporablja 5 GHz frekvenčni pas in oddajno moč 1 W. Prenosne hitrosti so odvisne od načina multipleksiranja in modulacije signala ter od nivoja vnaprejšnjega popravljanja napak (angl. Forward Error Correction – FEC). Uporablja OFDM, in ne več FHSS ali DSSS. Uveljavil se je predvsem v ZDA in se uporablja za povezave med zankastimi usmerjevalniki.
- **802.11b:** Omogoča prenosne hitrosti do 11 Mb/s (nižje prenosne hitrosti so 5,5, 2 ter 1 Mb/s) v frekvenčnem pasu 2,4 GHz in je kompatibilen s standardom 802.11. Višje prenosne hitrosti doseže z uporabo modulacije s komplementarno kodo (angl. Complementary Code Keying – CCK). Standard je bil ratificiran leta 1999.
- **802.11g:** Standard je kompatibilen s standardom 802.11b, uporablja frekvenčni pas 2,4 GHz, omogoča enake prenosne hitrosti kot standard 802.11a, torej do 54 Mb/s. Prav tako uporablja OFDM-tehniko sodostopa, ki omogoča višje prenosne hitrosti. Za kompatibilnost s standardom 802.11b je poskrbljeno z uporabo modulacije CCK pri nižjih hitrostih. Ratificiran je bil junija 2003.
- **802.11n:** Standard z uporabo naprednega antenskega sistema MIMO (več prostorsko ločenih tokov), modulacije OFDM in s širšim frekvenčnim spektrom (40 MHz) omogoča teoretične prenosne hitrosti do 600 Mb/s v frekvenčnem pasu 2,4 in 5 GHz.
- **802.11s:** Gradi na konceptu, kjer je vloga vsake brezžične naprave v omrežju aktivna. Na ta način postane naprava vsakega uporabnika hkrati oddajnik za druge uporabnike in usmerjevalnik omrežnega prometa v tolikšni meri, da tak prenos

podatkov uporabnika pri delu ne moti [109]. Standard 802.11s uporablja za delovanje zdajšnje naprave 802.11a/b/g, varovanje povezav pa temelji na standardu 802.11i.

Trenutno se največ uporablja standard 802.11g, ki omogoča velike prenosne hitrosti in hkrati kompatibilnost s prvotno opremo 802.11b, kar znižuje stroške investicije v razvoj novega standarda 802.11g. Uporabnik lahko komunicira tudi s starimi baznimi postajami tipa 802.11b, seveda pri nižjih hitrostih, ki jih podpira ta standard. Poleg tega so nove dostopovne točke, ki podpirajo oba standarda, tako 802.11b kot tudi 802.11g, občutno cenejše kot tiste, ki podpirajo standarda 802.11a in 802.11b.

Delovanje v višjem frekvenčnem pasu (5 GHz) omogoča zaradi večje pasovne širine višje prenosne hitrosti ter manjšo interferenco z drugimi signali, saj je frekvenčni spekter manj uporabljen. Vendar pomeni višja frekvenca manjši doseg, večjo porabo energije ter precej zahtevnejšo in dražjo implementacijo. Frekvenčno območje 5 GHz se za WiFi uporablja predvsem v ZDA, medtem ko sta v Evropi v veljavi zlasti standarda 802.11b in 802.11g, ki uporabljata 2,4 GHz frekvenčni pas. Julija 2005 je Evropska komisija v Bruslju sprejela sklep o regulaciji dveh frekvenčnih blokov v 5 GHz frekvenčnem pasu za celotno Evropo, in sicer za bloka 5150–5350 MHz in 5470–5725 MHz.

### **4.3.1 Brezžična zankasta omrežja**

Tehnologija zankastih omrežij WLAN, ki omogoča prilagodljivo konfiguracijo širokopasovnega omrežja neodvisno od fiksne infrastrukture, je zanimiva kot osnovna tehnologija za prihodnja povsod navzoča omrežja, ki bodo sestavljena iz različnih tipov terminalov, vključno z dlančniki, osebnimi računalniki in mobilnimi terminali [109].

Zankasta omrežja WLAN si je mogoče predstavljati v različnih vlogah. Lahko se uporabljajo za gradnjo domačih omrežij, za razširitev dosega omrežij WLAN v podjetjih, za postavitve brezžičnih dostopovnih omrežij v mestih in celo za gradnjo priložnostnih omrežij. Prav slednje bi bilo lahko uporabno v različnih scenarijih naravnih nesreč. V zankastih omrežjih WLAN so sosednji terminali oziroma vozlišča med seboj povezani neposredno po brezžični povezavi, in ne z opremo, ki je centralno nadzorovana, kakršna je na primer bazna postaja. V tem tipu omrežij podatek, ki ga odpošlje terminal, prispe na cilj po zaporedju brezžičnih terminalov, ki so konfigurirani v večskokovno brezžično omrežje.

Brezžične naprave, ki so običajno namenjene tako za dostop kot tudi za posredovanje prometa, delujejo v skladu s standardom WLAN 802.11. Tehnologija WLAN je na področju širokopasovnih brezžičnih komunikacij zelo razširjena. Z inovacijami, zlasti na področju zagotavljanja kakovosti storitev (angl. Quality of Service – QoS) in tehnik hitrega prenosa, si svoje mesto še utrjuje.

Zankasta omrežja WLAN povečujejo podatkovne hitrosti na račun skrajšanega dosega. S frekvenčno pouporabo povečujejo kapaciteto omrežja, omogočajo samodejno

konfiguracijo omrežja in z mehanizmom obnove poti izboljšujejo robustnost. Vendar imajo večskokovna brezžična omrežja tudi določene težave. Pojavi se tako imenovani problem skritega oziroma izpostavljenega terminala, ki se odraža v zmanjšanju pretoka, poleg tega pa pride tudi do zasičenja omrežja. Omenjene težave so odvisne predvsem od uporabljenih usmerjevalnih protokolov, ki se uporabljajo za določanje poti, ter od uporabljenih shem za krmiljenje dostopa do medija in za upravljanje radijskih virov, ki so izvedeni na nivoju MAC. Za rešitev omenjenih težav in za čim boljše izkoriščanje prednosti zankastih omrežij WLAN je ključnega pomena, da glavne funkcije, ki so implementirane na nivoju MAC, usklajeno delujejo z usmerjevalnimi protokoli v realnem času.

### **4.3.2 WiFi za komunikacijske storitve v posebnih okoljih**

Zaradi nizke dovoljene oddajne moči, modulacije in delno tudi zaradi uporabljenega frekvenčnega pasu je uporaba tehnologije WiFi na nekoliko daljše razdalje možna le v primeru neposredne vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom, kar je v primeru ravnih delov predorov večino časa zagotovljeno. Tehnologija omogoča razmeroma visoke hitrosti prenosa tudi na nekoliko večje razdalje. Med izrazito dobre lastnosti prištevamo veliko razširjenost tehnologije, ki je na voljo ne le v osebni in prenosni računalnikih, ampak tudi v dlančnikih in vse pogosteje tudi v mobilnih telefonih. Za zagotavljanje komunikacijskih storitev v posebnih okoljih je posebej zanimiva uporaba zankastih usmerjevalnikov WiFi, ki se samodejno konfigurirajo v omrežje. Kljub vrsti dobrih lastnosti gre pri WiFi vendarle za tehnologijo, ki v osnovi ni bila razvita za uporabo v posebnih okoljih ali ekstremnih razmerah.

## **4.4 Standard IEEE 802.15.4 in ZigBee**

Standard IEEE 802.15.4 določa fizično plast (angl. Physical Layer – PHY) in podplast za krmiljenje dostopa do prenosnega medija referenčnega OSI-modela protokolnega sklada [110]. Standard je bil razvit za gradnjo preprostih naprav, ki med seboj komunicirajo v frekvenčnih pasovih ISM. Omogoča dovolj fleksibilnosti, da zadosti večini zahtev, ki jih mora izpolnjevati brezžično senzorsko omrežje, na primer nizka poraba energije, nizke prenosne hitrosti in kratek doseg radijske komunikacije. Specifikacija ZigBee podaja omrežno in aplikacijsko plast in s tem nadgrajuje standard IEEE 802.15.4. Tako je določen celoten protokolni sklad za gradnjo osebnih brezžičnih omrežij z nizkimi hitrostmi prenosa (angl. Low-Rate Wireless Personal Area Network – LR-WPAN).

Združenje ZigBee Alliance je sestavljeno iz več kot 150 organizacij, ki delujejo na območju senzorskih omrežij in pospešujejo uporabo tehnologije ZigBee po vsem svetu. Njegovi nameni so zagotavljanje kompatibilnosti med strojno in programsko opremo različnih proizvajalcev, širjenje uporabe tehnologije ZigBee na nova aplikativna področja in usmerjanje njenega razvoja.

Na področju protokolnega sklada IEEE 802.15.4/ZigBee je bilo izvedenih veliko raziskav, ki so večinoma usmerjene v iskanje alternativnih rešitev oziroma izboljšav določenih karakteristik celotnega senzorskega omrežja ali posameznega vozlišča. Izsledki teh raziskav bodo gotovo vplivali na prihodnji razvoj tehnologije ZigBee in bodo prinesli nove možnosti uporabe tehnologije na številnih še neuveljavljenih področjih.

#### **4.4.1 Fizična plast IEEE 802.15.4**

Fizična plast standarda IEEE 802.15.4 je zadolžena za oddajanje in sprejem radijskih signalov na določenem radijskem kanalu. Prenos signalov je možen v treh različnih frekvenčnih pasovih, in sicer 868 in 915 MHz ter 2,4 GHz. V frekvenčnem pasu med 868 in 868,6 MHz, ki je namenjen uporabi v Evropi, je določen en radijski kanal. Deset radijskih kanalov je določenih v pasu med frekvencama 902 in 928 MHz, ki je namenjen obratovanju v Ameriki, šestnajst radijskih kanalov pa je določenih v frekvenčnem pasu med 2,4 in 2,4835 GHz. Radijske frekvence pod 2 GHz (868 in 915 MHz) so zaradi manjšega slabljenja razširjanja in večjega uklona valovanja ob stiku z oviro primernejše za komunikacijo na večjih razdaljah in omogočajo nižjo občutljivost sprejemnika (–92 dBm). Višje frekvence (2,4 GHz) omogočajo večjo hitrost prenosa podatkov, nižji prehodni čas (angl. latency) in krajše delovne cikle (angl. duty cycle) pri nekoliko višji občutljivosti sprejemnika (–85 dBm). Višja občutljivost sprejemnika pri višjih frekvencah izhaja iz krajšega časa trajanja simbolov. Maksimalna razdalja, na kateri komunicirata dve napravi, je odvisna predvsem od občutljivosti sprejemnika in moči oddajanja signalov. V Evropi znaša maksimalna dovoljena moč oddajanja 12,86 dBm (19 mW). Fizična plast skrbi za vklop in izklop sprejemnika, detekcijo energije pri sprejemniku, indikacijo kakovosti zveze, javljanje zasedenosti linije, sprejem in pošiljanje podatkov ter za dinamično preklapljanje med kanali.

#### **4.4.2 Plast MAC standarda IEEE 802.15.4**

Plast MAC standarda IEEE 802.15.4 je načrtovana dovolj splošno, da podpira raznolike aplikacije, tako za potrebe industrije kot tudi za domačo uporabo. Hkrati je v standardu IEEE 802.15.4 izvedba podplasti MAC dovolj preprosta, da jo je mogoče namestiti v manj zmogljive naprave (npr. mikrokrmilnike), s čimer je mogoče zgraditi poceni brezžična omrežja za nadzor in upravljanje različnih aplikacij. Izpostaviti velja, da ima standard IEEE 802.15.4 nekaj edinstvenih značilnosti, ki omogočajo gradnjo prilagodljivega omrežja z nizko porabo energije.

Značilnosti povezovalne plasti standarda IEEE 802.15.4 so:

- podpora različnih omrežnih topologij in omrežnih naprav;
- zmožnost uporabe superokvirja za nadzor delovnega cikla omrežnih naprav;
- učinkovito upravljanje z energijo za dolgo življenjsko dobo baterij;

- prilagodljivo naslavljanje s podporo do 65.000 naprav v omrežju;
- komunikacija s svarilnimi okvirji.

Naloge plasti MAC standarda IEEE 802.15.4 so upravljanje svarilnih okvirjev, zasedanje kanala, potrjevanje okvirjev in dodeljevanje zagotovljenih časovnih oken (angl. Guaranteed Time Slot – GTS).

#### 4.4.2.1 Vrste naprav

Standard IEEE 802.15.4 določa dve vrsti naprav glede na zmogljivost. Prve so naprave s polno funkcionalnostjo (angl. Full Function Device – FFD), ki so zmogljivejše in omogočajo vso funkcionalnost, predpisano v standardu. Komunicirajo z vsemi napravami v omrežju in lahko prevzamejo pomembne omrežne funkcije.

Druga vrsta so naprave z zmanjšano funkcionalnostjo (angl. Reduced Function Devices – RFD), v katere je vgrajen le del protokolnega sklada in sočasno komunicirajo le z eno FFD-napravo. Namenjene so izvajanju preprostih funkcij, kot so stikala in pasivni senzorji, ter v omrežju ne prevzemajo pomembnih vlog.

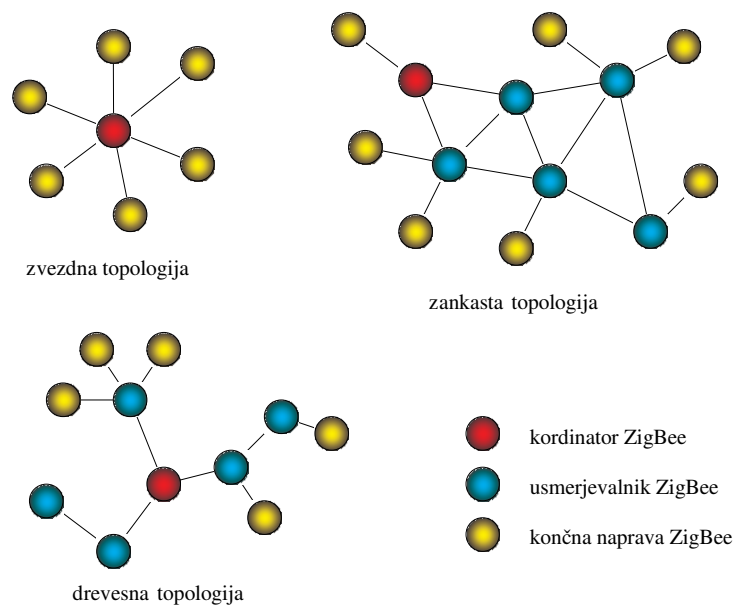
#### 4.4.3 Omrežna plast in topologije omrežja ZigBee

Brezžična senzorska omrežja, ki temeljijo na uporabi standarda IEEE 802.15.4, so najpogosteje implementirana po specifikaciji ZigBee, ki standard nadgrajuje z omrežno in aplikacijsko plastjo.

Omrežna plast specifikacije ZigBee določa tri vrste naprav [111]:

- Koordinator je naprava FFD, prisotna v vsakem omrežju. Odgovoren je za vzpostavitev omrežja in upravljanje, določa ključne parametre omrežja, skrbi za sinhronizacijo in hrani omrežne ključe.
- Usmerjevalnik je naprava FFD, ki omogoča posredovanje sporočil. Deluje kot vmesno vozlišče, ki v omrežje povezuje različne naprave in omogoča večskokovno usmerjanje sporočil z enega na drugi konec omrežja po različnih poteh. Usmerjevalnik se poveže s končnimi napravami, s koordinatorjem ali z drugimi usmerjevalniki, ki so že priključeni v omrežje.
- Končna naprava je običajno naprava RFD, ki omogoča zgolj eno sočasno povezavo z napravo FFD. Ne sodeluje pri usmerjanju in vsebuje le del protokolnega sklada.

Omrežna plast specifikacije ZigBee določa tri različne topologije, ki so prikazane na sliki 10.



Slika 10: Topologije omrežij ZigBee

V topologiji zvezda so vsa vozlišča povezana s koordinatorjem ZigBee, ki je odgovoren za vzpostavitev omrežja, inicializacijo in sinhronizacijo vseh prisotnih naprav. Te so končne naprave, ki se povežejo izključno s koordinatorjem omrežja. Komunikacija med dvema končnima napravama poteka posredno prek koordinatorja.

Prednosti te topologije sta preprosto dodajanje in odstranjevanje novih naprav iz omrežja, ki ne zahtevata večjega poseganja v programsko kodo. Vendar ta topologija ni primerna za uporabo v večjih brezžičnih senzorskih omrežjih, saj poteka vsa komunikacija prek enega centralnega vozlišča, ki je zaradi tega zelo obremenjeno in ima veliko porabo energije, v primeru okvare ali izpada pa izpade celotno omrežje. Poleg tega morajo biti vse naprave znotraj radijskega dosega koordinatorja, zato je površina, ki jo tako omrežje pokriva, v primerjavi z drugimi topologijami manjša.

V zankasti topologiji se v primerjavi s topologijo zvezda pojavijo še usmerjevalniki ZigBee. V tej topologiji vsaka naprava, ki ni končna, komunicira z vsako napravo, ki je v njenem dosegu. Zankasta topologija je fleksibilnejša od zvezdaste in omogoča pokrivanje večjih površin. Komunikacija med vozlišči je kompleksnejša in zahteva uporabo različnih usmerjevalnih algoritmov. Ta topologija omogoča večskokovno usmerjanje podatkov skozi omrežje in je zelo robustna, saj se komunikacijske poti sproti prilagajajo spremembam v omrežju. Zaradi večjega števila naprav FFD v omrežju se v primeru odpovedi ene izmed usmerjevalnih vozlišč sporočilo še vedno lahko preusmeri do ciljnega naslova po alternativni poti. Koordinator omrežja in usmerjevalniki so ves čas v zbuženem stanju in v pripravljenosti na sprejem podatkov iz končnih naprav, ki periodično prehajajo iz spečega v aktivno stanje, v katerem pošiljajo podatke. Ker komunikacija ne temelji na samo enem vozlišču, je poraba energije enakomerneje porazdeljena po omrežju. Zaradi tega je zankasta topologija zelo primerna za uporabo v

večini brezžičnih senzorskih omrežjih, saj je v primerjavi s topologijo zvezda energijsko učinkovitejša.

Drevesna topologija je poseben primer zankaste topologije, kjer je vnaprej določena usmerjevalna pot med parom vozlišč. Slabost te topologije je, da ob izpadu usmerjevalnega vozlišča sporočila niso dostavljena v ciljno vozlišče.

#### **4.4.4 IEEE 802.15.4 in ZigBee za komunikacijske storitve v posebnih okoljih**

Brezžična senzorska omrežja podpirajo široko paleto aplikacij. Področje njihove uporabe sega od nadzora okolja, sledenja vozilom, varovanja ozemlja do nadziranja inventarja, sledenja živalim in spremljanja vojakov na bojišču. Brezžična senzorska omrežja se uporabljajo tudi v posebnih okoljih, kot so različni predori in podzemni hodniki. Sicer jih ni mogoče uporabljati za govorne komunikacijske storitve, ampak so namenjeni predvsem za nadzor prometa, merjenje kakovosti zraka in detekcijo strupenih plinov, ugotavljanje nastalih izrednih situacij, kot so prometne nesreče ter izbruhi požarov, in za nadzor delovanja različnih naprav (ventilatorjev, različnih signalizacijskih luči ...).

## **5 Merjenje slabljenja radijskega signala v posebnih okoljih**

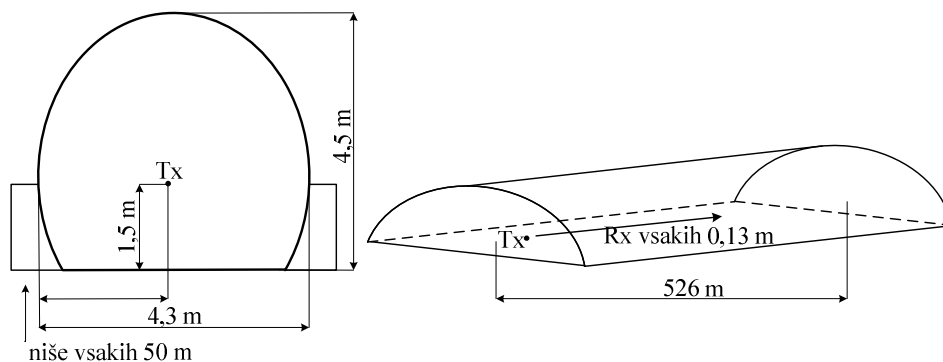
Za uspešno in zanesljivo komuniciranje v predorih je treba določiti doseg radijske postaje in vpliv motilnih radijskih signalov na izbrano radijsko postajo. V izrednih razmerah nimamo časa in možnosti uporabe zapletene računalniške tehnologije, zato je treba razviti učinkovit pristop za preprosto in hitro določitev poteka slabljenja radijskega signala vzdolž predora, s tem pa določiti doseg radijske postaje in stopnjo motenj. V ta namen smo v dveh predorih (Strunjan–Portorož in Karavanke) izvedli več serij meritev, na podlagi katerih smo določili dejanski doseg zveze in splošen potek slabljenja signala za različne frekvenčne pasove. Na osnovi meritev smo predlagali nov empirični model izgube poti za frekvenčno območje 400 MHz. Njegovo veljavnost za višje frekvence smo preverili z dodatnimi meritvami pri frekvencah 868 MHz ter 2,4 in 3,5 GHz. V nadaljevanju razdelka so opisani merilna oprema, posamezni scenariji meritev, merilna okolja in dobljeni rezultati, na osnovi katerih smo predlagali nov empirični model izgube poti.

### **5.1 Merilna okolja**

Za določitev karakteristik razširjanja radijskega signala in doseg komunikacije v tipičnih evropskih cestnih in železniški predorih smo izvedli meritve v dveh različnih predorih – v starem opuščnem železniškem predoru med Strunjanom in Portorožem ter v cestnem predoru Karavanke.

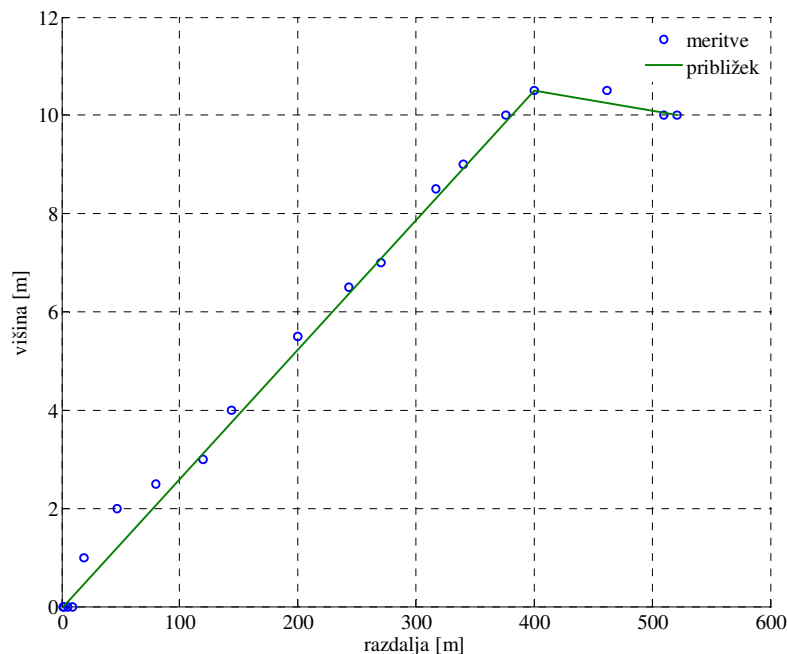
#### **5.1.1 Predor Strunjan–Portorož**

Prvo skupino meritev smo izvedli v predoru med Strunjanom in Portorožem, ki je bil nekdanj del ozkotirne železnice med Trstom in Porečem. Zdaj je predor namenjen le pešcem in kolesarjem. Obliko in dimenzije predora prikazuje slika 11.



Slika 11: Shema predora Strunjan-Portorož

Predor je arkadne oblike in ima kamnite stene ter strop, tla pa so asfaltirana. Njegova dolžina znaša 526 m, višina 4,5 m in širina na višini enega metra nad tlemi 4,3 m. Na začetku in koncu je rahlo zavito, v osrednjem delu pa je raven. Vzdolž predora so vsakih 50 m majhne niše, ki so ponazorjene na sliki 11. Predor se do razdalje približno 400 m rahlo vzpenja (10 m), potem se izravna oziroma celo rahlo prevesi na drugo stran. Potek nagiba predora smo izmerili z napravo globalnega navigacijskega sistema (angl. Global Positioning System – GPS) z vgrajenim višinomernom, ki deluje na principu zračnega tlaka, in ga prikazuje slika 12. Osvetlitev je zagotovljena z lučmi, nameščenimi na sredini ovalnega stropa.

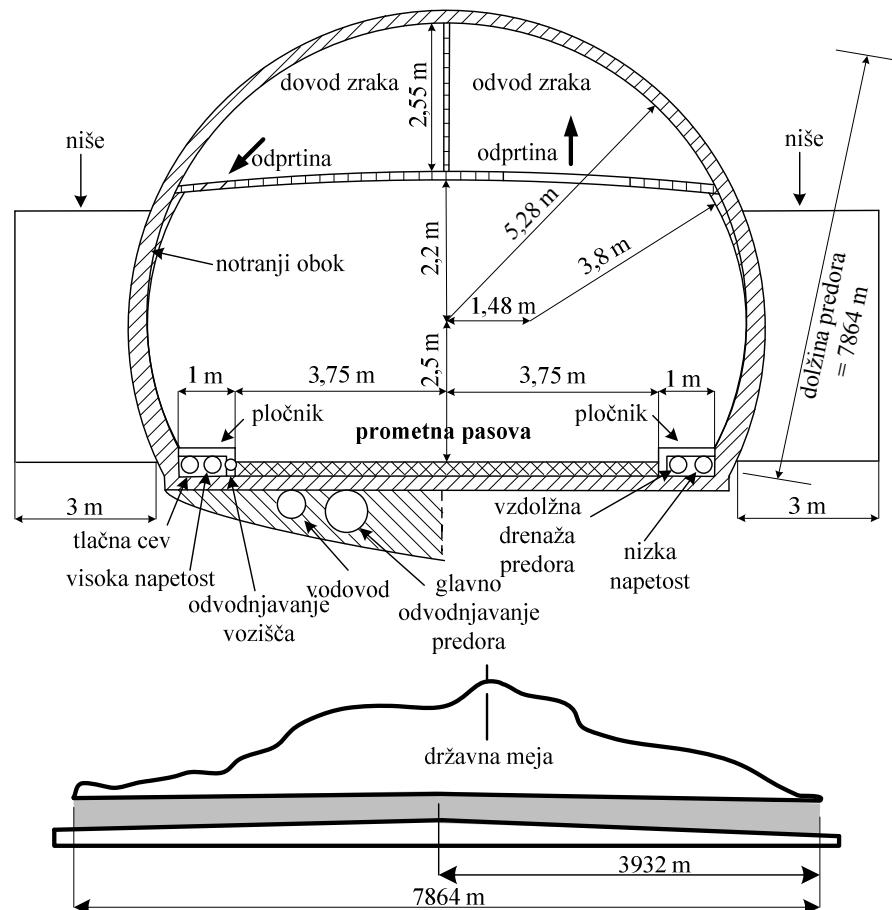


Slika 12: Nagib predora Strunjan-Portorož

### 5.1.2 Predor Karavanke

Drugi sklop meritev smo izvedli v cestnem predoru Karavanke, med polovično zaporo

predora (promet je potekal po enem voznem pasu izmenično enosmerno). Zaradi zavitosti vhodnega dela predora smo meritve za ravni in zaviti del predora izvedli ločeno. Cevovodna oblika predora, ki ga prikazuje slika 13, razkriva tri ločene dele: spodnji, osrednji in zgornji del. Kanali za telekomunikacijsko infrastrukturo in cevi za vodovod ter drenažni sistem so nameščeni v spodnjem delu. Zgornji del predora je s tankim betonskim stropom ločen od osrednjega. Namenjen je predvsem za prezračevanje predora. Osrednji del predora, s skoraj pravokotnim prečnim presekom, je namenjen prometu. Ima dva vozna pasa širine 3,75 m in dva pločnika širine 1 m. Celotna širina prometne cevi predora znaša 9,5 m, višina pa 4,7 m. Celotna dolžina predora, ki je sestavljen iz vstopnega in izstopnega zavitega dela in vmesnega ravnega dela, znaša 7864 m. Vzdolž predora so na razdalji 848 m 25 m dolge in 3 m široke odstavne niše. Ustrezno prezračevanje zagotavljajo veliki ventilatorji, nameščeni pod stropom na medsebojni oddaljenosti 848 m, ki skupaj z nišami vplivajo na propagacijske razmere v predoru. Stene predora so betonske in z vidika radijskega signala UHF razmeroma gladke. Vozišče in stranska pločnika so prav tako prevlečeni z betonom.



Slika 13: Geometrija cestnega predora Karavanke, a) prečni preseki, b) vzdolžni potek

## 5.2 Merilna oprema in potek meritev

Razmere razširjanja signala se v ravnem delu bistveno razlikujejo od razmer v zavitem

vhodno-izhodnem delu predora. Zato je treba predvsem v cestnem predoru, kjer je krivina dolga približno 700 m, ravni in zaviti del analizirati ločeno. Majhen vpliv blagega kratkega zavoja v starem železniškem predoru smo izločili s položajem oddajnika.

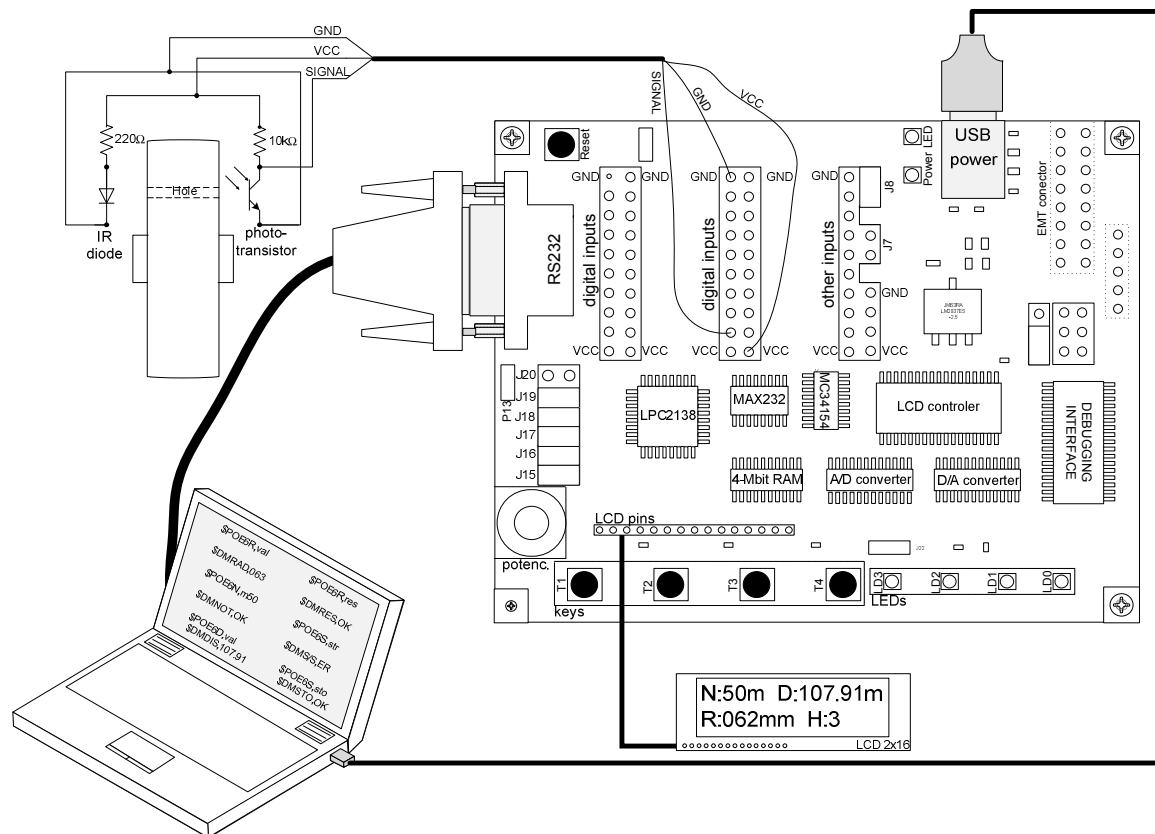
Za določitev dosega komunikacij in značilnega poteka slabljenja signala v železniškem in cestnem predoru, ki je bistvenega pomena predvsem za komunikacije v izrednih razmerah, smo izvedli več serij meritev s tremi različnimi sistemi. Način merjenja jakosti radijskega signala posameznega komunikacijskega sistema ne vpliva na strmine krivulj slabljenja signala vzdolž predora, zato posamezne sisteme s tega vidika nismo natančno opisali.

Oprema, ki smo jo uporabili pri meritvah s posameznimi komunikacijskimi sistemi, scenariji in poteki posameznih meritev so opisani v nadaljevanju razdelka.

### **5.2.1 Merjenje razdalje**

Pri merjenju jakosti radijskega signala in analizi rezultatov različnih sistemov je bistvenega pomena določanje medsebojne razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Pri izvajanju meritev v zunanjem okolju razdaljo med njima preprosto določimo z uporabo podatkov GPS. Večja težava je določanje razdalje pri izvajanju meritev v notranjosti stavb, v garažnih hišah, predorih in drugih zaprtih prostorih, v katerih lokacije sprejemnika ni mogoče določiti z uporabo sistema GPS. V takih primerih je uporabno le relativno merjenje razdalje. Ročno merjenje razdalje z različnimi merilniki (običajni z merilnim trakom, merilnim kolesom in laserskim merilnikom) je močno časovno potratno, zato smo se odločili celoten proces merjenja razdalje popolnoma avtomatizirati.

V ta namen smo uporabili merilno napravo za samodejno merjenje razdalje, ki temelji na štetju števila obratov kolesa vozička, na katerega je nameščena. Ta na podlagi ustrezne enačbe ter pravilno podanih konstant izračuna prevoženo razdaljo v enem obratu kolesa in vrednost prišteje k skupni vrednosti do tedaj prevožene razdalje. Vsi pomembnejši podatki so prikazni na zaslonu naprave, ki je z vmesnikom RS232 priključena v računalnik z ustrezno programsko opremo za samodejno merjenje razdalje in jakosti signala izbranega radijskega sistema. Maksimalna ločljivost naprave, ki je odvisna od velikosti kolesa in števila lukenj, znaša 13 centimetrov.



Slika 14: Blokskema naprave za samodejno merjenje razdalje

Napravo za merjenje razdalje smo razvili v mikrokrmilniškem razvojnem sistemu ITLPC2138 z mikrokontrolerjem Philips LPC2138. Koncept naprave je prikazan na sliki 14. Fototranzistor, ki je nameščen na kolesu, osvetljuje infrardeča dioda skozi enakomerno porazdeljene luknje. Izhod fototranzistorja je povezan z digitalnim vhodom mikrokontrolerja. Ko je prekinitev zaznana, se števec poveča in logika, implementirana v mikrokontrolerju, na osnovi polmera kolesa, števila lukenj na kolesu in prekinitev izračuna do tedaj prevoženo razdaljo. Dostop do rezultatov je mogoč prek serijskega vmesnika, ki se uporablja tudi za nadzor naprave in vpisovanje pravih parametrov.

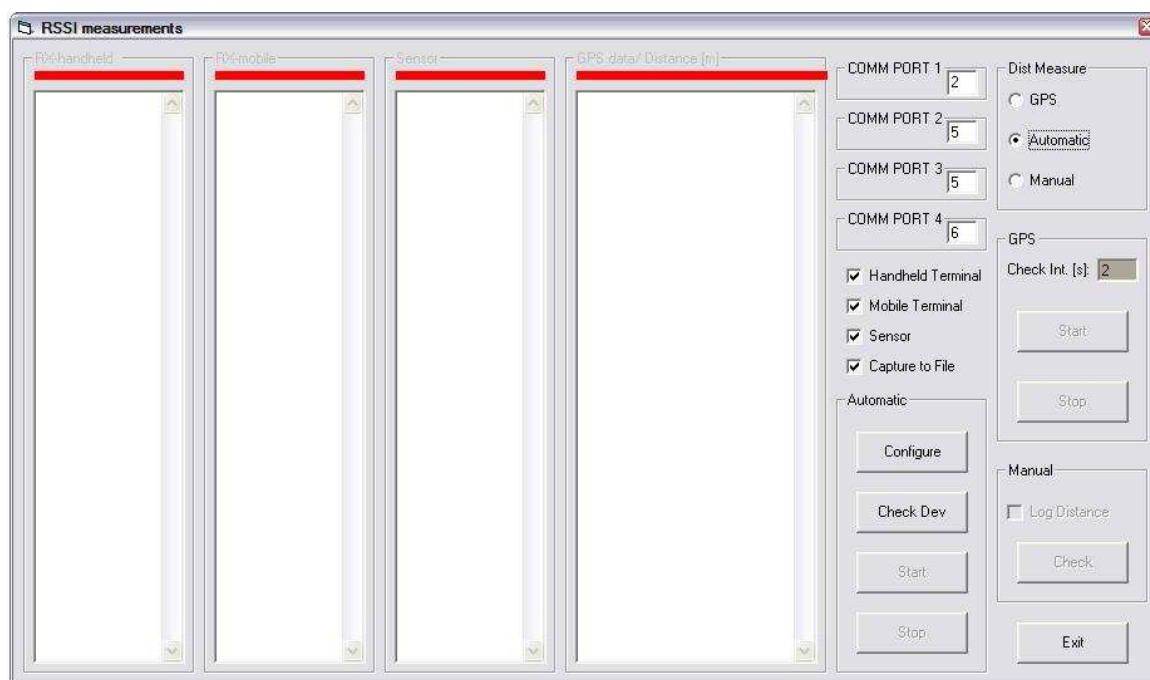
Prek vmesnika RS232 je mogoče nastavljanje različne parametre naprave za merjenje razdalje (polmer kolesa, število lukenj in interval opozarjanja), jo postaviti v ustrezno stanje (start, stop ali reset). Na ukaz ali periodično je mogoče iz nje pridobivati izmerjene vrednosti. Naprava v primeru napačnega ukaza sporoči napako, v primeru pravih parametrov pa spremembo potrди ali sporoči zahtevani podatek.

Izmenjavo sporočil med nadzorno aplikacijo v osebni računalnik ter vezjem za merjenje razdalje smo implementirali po standardu NMEA 0183 [112], ki podaja električne in podatkovne specifikacije za komunikacijo med elektronskimi napravami, kot so globinomeri, sonarji, nemometri, žirokompasi, GPS-sprejemniki itd. Vsi ukazi se začnejo z oznako \$P\$, sledi ime proizvajalca naprave, ki je v našem primeru OE6, nato pa ukaz. Ukaz za nastavitve intervala opozarjanja na 20 centimetrov ima na primer obliko \$POE6N,c20\$.

## 5.2.2 Programska oprema za samodejno izvajanje meritev

Za popolno avtomatizacijo meritev jakosti radijskega signala smo za različne komunikacijske sisteme razvili namensko programsko opremo, ki omogoča samodejno proženje meritev jakosti radijskega signala na mestu sprejemnika in samodejno zapisovanje lokacije sprejemnika ali izvedbo meritve na zahtevo. Programska oprema je prirejena za naprave, s katerimi je mogoče komunicirati prek serijskega vmesnika. Grafični uporabniški vmesnik aplikacije, ki je razvita v programskem jeziku Visual Basic, je prikazan na sliki 15.

Popolnoma samodejno izvajanje meritev poteka v primeru uporabe naprave za samodejno merjenje razdalje, ki je opisana v razdelku 5.2.1, ali ob uporabi GPS-sprejemnika. V primeru uporabe namenskega merilnika razdalje se meritve sproži glede na vnaprej določen interval razdalje. Ob izvedbi meritve se vrednost relativne oddaljenosti sprejemnika od oddajnika in izmerjena vrednost jakosti signala na tem mestu izpišejo na zaslon in v predhodno določeno besedilno datoteko. Pristop je uporaben za merjenje jakosti radijskega signala v ravnih linijah predvsem znotraj stavb, v predorih in podzemnih hodnikih, kjer GPS-signala ni.



Slika 15: Uporabniški vmesnik aplikacije za samodejno izvajanje meritev

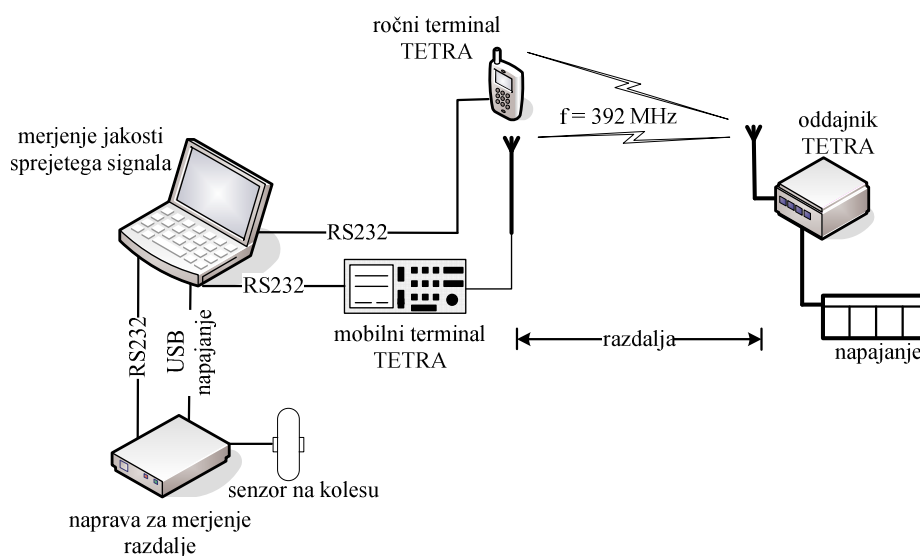
Meritve v zunanjih okoljih običajno ne potekajo v ravnih linijah, zato je uporaba GPS-sprejemnika, ki podaja absolutni položaj sprejemnika, primernejša. V tem primeru meritve prožimo v enakomernem časovnem intervalu, ki je določen v namenski aplikaciji. Ob vsaki meritvi jakosti radijskega signala se na zaslon in vnaprej določeno besedilno datoteko poleg vrednosti jakosti signala zapišejo tudi GPS-koordinate trenutne lokacije sprejemnika. Oddaljenost med oddajnikom, katerega koordinate je treba zabeležiti, in

sprejemnikom je izračunana v poznejši analizi izmerjenih rezultatov.

Pri ročnem proženju meritev je treba ob samodejni meritvi jakosti sprejetega signala ročno vpisati še oddaljenost sprejemnika od oddajnika. Aplikacija prek serijskega vmesnika omogoča tudi nadzor in nastavljanje različnih parametrov merilnih naprav.

### 5.2.3 Sistem TETRA

Osrednji del meritev smo izvedli s tehnologijo TETRA v načinu DMO. Rezultati meritev so osnova za določitev dosega komunikacije v železniškem in cestnem predoru pri frekvenci 400 MHz in za formuliranje empiričnega modela izgube poti, ki bi bil uporaben tudi v drugih podobnih predorih.



Slika 16: Merilna shema – sistem TETRA

Celotna merilna shema je prikazana na sliki 16. Za čim boljše ponazoritev realnih razmer, kar je bistvenega pomena pri razvoju zanesljivega modela izgube poti, smo jakost sprejetega signala merili z ročnim terminalom TETRA EADS THR 880i in mobilnim terminalom TETRA EADS TMR850. Uporabljena terminala delujeta na frekvenčnem območju 380–400 MHz, njuna statična občutljivost znaša  $-106$  dBm, dinamična pa  $-103$  dBm. Pri izvajanju meritev smo izrabljali prednosti vgrajene programske in strojne opreme terminalov, ki sta bila prek serijskega vmesnika priključena v prenosni računalnik. Programska oprema za samodejno izvajanje meritev pridobi izmerjene vrednosti jakosti sprejetega signala, jih skupaj s trenutnim položajem shrani v podatkovno zbirko in hkrati prikaže rezultate tudi v uporabniškem vmesniku aplikacije.

Za spremljanje jakosti sprejetega signala v terminalih in pošiljanje podatkov prek serijskega vmesnika v prenosni računalnik smo predhodno nadgradili tudi programsko opremo terminalov TETRA. Jakost signala je bila merjena med mobilnim in ročnim terminalom ter med dvema ročnima terminaloma.

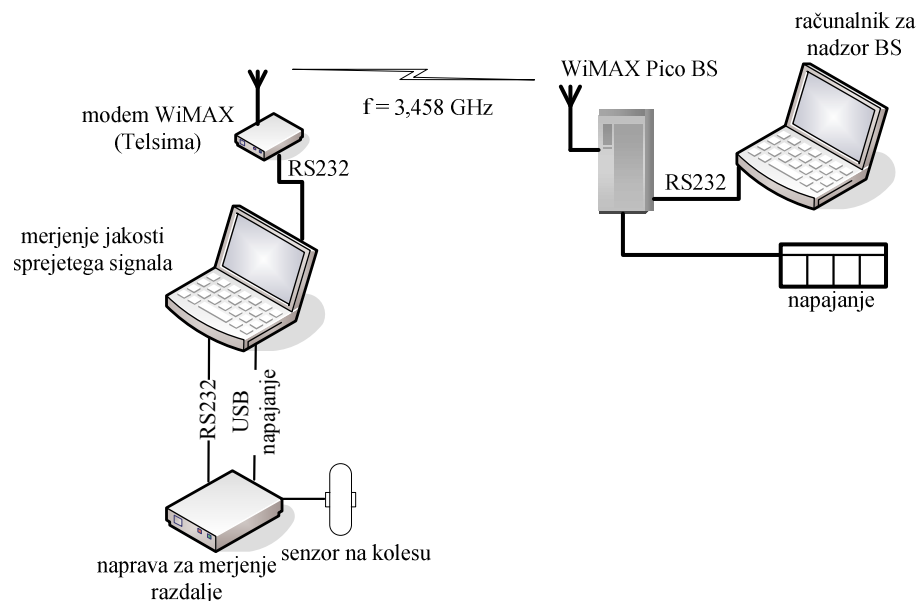
Kot oddajnik smo uporabili ročni terminal TETRA EADS THR 880i z oddajno močjo 1 W. Namestili smo ga na trinožni stativ, ki smo ga postavili na sredino predora 1,5 m nad tlemi. Ročni in mobilni terminal smo uporabili za sprejemnik. Nameščena sta bila na poseben voziček, ki je bil opremljen z napravo za samodejno merjenje razdalje in s prenosnim računalnikom z aplikacijo za samodejno izvajanje meritev jakosti signala. Ročni terminal je bil nameščen na višini 1,5 m, antena mobilnega terminala pa je bila nameščena na namenskem nosilcu 1,7 m nad tlemi. Meritve je prožila naprava za merjenje razdalje, ki je bila povezana z računalnikom prek serijskega vmesnika, pri največji možni resoluciji. Nova meritev jakosti signala se je izvedla, ko je bil prevožen vnaprej določen interval dolžine poti. V obeh predorih smo izvedli okoli 16.000 meritev. Na osnovi količine izmerjenih točk, ki omogoča natančno analizo sprejetih podatkov, je mogoče s precejšnjo zanesljivostjo predlagati nov empirični model izgube poti v ravnih predorih.

Vpliv kratkega zavitega dela predora Strunjan–Portorož smo izničili s položajem oddajnika, ki smo ga postavili 20 m od vhoda. Ker ima predor razmeroma majhne prečne dimenzije, smo jakost signala izmerili le vzdolž poti na sredini predora. Zaradi prečnih dimenzij cestnega predora in dolžine zavitega vhodnega dela, ki znaša okoli 700 m, smo oddajnik postavili na začetek ravnega dela predora. Izvedli smo ločene meritve za zaviti in ravni del predora. Na obeh odsekih smo izvedli meritve vzdolž pločnika in vzdolž sredinske linije.

#### **5.2.4 Sistem WiMAX**

Da bi preverili zakonitosti razširjanja radijskega signala v predorih tudi pri višjih frekvencah in ugotovili primernost tehnologije WiMAX za komunikacijske storitve v posebnih okoljih, smo v predoru Strunjan–Portorož izvedli dodatne meritve.

Jakost radijskega signala smo merili med bazno postajo WiMAX pico in sprejemnikom WiMAX. Merilno shemo prikazuje slika 17. Bazna postaja pico Compact BS 3G5 proizvajalca Telsima je bila nameščena na sredini predora, 20 m od vhoda, in je bila prek serijskega vmesnika povezana s prenosnim računalnikom, v katerem je bila nameščena aplikacija za konfiguriranje in nadzor delovanja pico bazne postaje. Delovala je pri frekvenci 3,458 GHz, oddajno moč smo nastavili na 26 dBm in uporabili anteno z ojačanjem 4 dBi, ki je bila nameščena na višini 1,5 m. Modem WiMAX SEQUANS-1130, ki smo ga namestili 1,5 m nad tlemi, je imel vlogo sprejemnika. Povezan je bil s prenosnim računalnikom, v katerem je bila nameščena aplikacija za merjenje in zapisovanje izmerjenih vrednosti jakosti sprejetega signala.



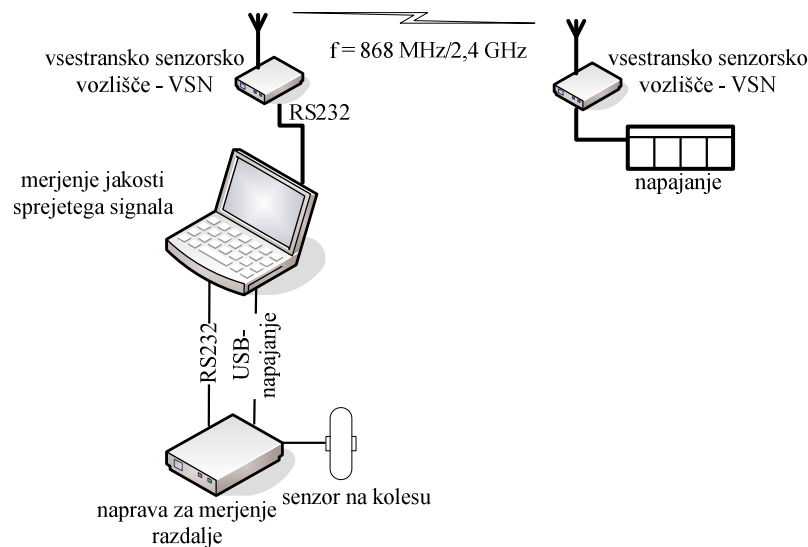
Slika 17: Merilna shema – sistem WiMAX

Meritve smo izvedli vzdolž sredinske linije predora. Sprejemnik smo skupaj s prenosnim računalnikom z nameščeno aplikacijo za samodejno izvajanje in shranjevanje meritev namestili na voziček, ki je bil opremljen z napravo za merjenje razdalje. Naprava za merjenje razdalje, ki je bila povezana s prenosnim računalnikom prek serijskega vmesnika, je po prevoženem intervalu razdalje, ki je bil vnaprej določen, sprožila novo meritev jakosti sprejetega signala, aplikacija pa je izmerjeno vrednost in pripadajočo razdaljo vpisala v podatkovno zbirko in v uporabniški grafični vmesnik aplikacije.

### 5.2.5 Senzorski sistem

Lastnosti širjenja radijskega signala v posebnih okoljih smo preverili tudi pri frekvencah 868 MHz in 2,4 GHz. V ta namen smo izvedli meritve jakosti sprejetega signala v krajšem predoru Strunjan–Portorož z vsestranskimi senzorskimi vozlišči, ki za radijski del uporabljajo tehnologijo ZigBee.

Eno senzorsko vozlišče smo nastavili kot oddajnik, ki periodično v razmiku 100 ms pošilja pakete. Sprejemno senzorsko vozlišče smo prek serijskega vmesnika povezali z računalnikom, v katerega je priključena tudi naprava za merjenje razdalje (slika 18). Oddajnik smo namestili na sredino predora, 20 m od vhoda, na višino 1,5 m. Sprejemnik smo pritrdili na merilni voziček in ga premikali vzdolž sredinske linije predora. Višina sprejemnika je prav tako znašala 1,5 m. Naprava za merjenje razdalje prek aplikacije, nameščene v prenosnem računalniku, vsakih 13 cm sproži meritev, ki vrne jakost signala ob zadnjem sprejemu paketa. Izmerjena vrednost se skupaj s pripadajočo razdaljo zapiše v podatkovno zbirko in na zaslon računalnika. Pogostost izvajanja meritev določa naprava za merjenje razdalje, v kateri je nastavljena razdalja, ki mora biti dosežena, da sproži novo meritev.



Slika 18: Merilna shem – senzorski sistem

Za merjenje jakosti radijskega signala pri frekvenci 868 MHz smo uporabili vsestranska senzorska vozlišča, v katera smo namestili radijske module ZigBee XBee pro S5 z oddajno močjo 1 mW, dinamično občutljivostjo  $-102 \text{ dBm}$  in zunanji polvalovno dipolnimi (angl. 1/2 half wave dipol) antenami ojačanja 2 dBi. Tudi za meritve na frekvenčnem območju 2,4 GHz smo uporabili vsestranski senzorski vozlišči. V tem primeru smo uporabili radijske vmesnike XBee Pro2 z oddajno močjo 10 mW in dinamično občutljivostjo  $-102 \text{ dBm}$ . Nanje smo priključili zunanje vsesmerne antene z ojačanjem 5 dBi.

### 5.3 Rezultati meritev in analiza

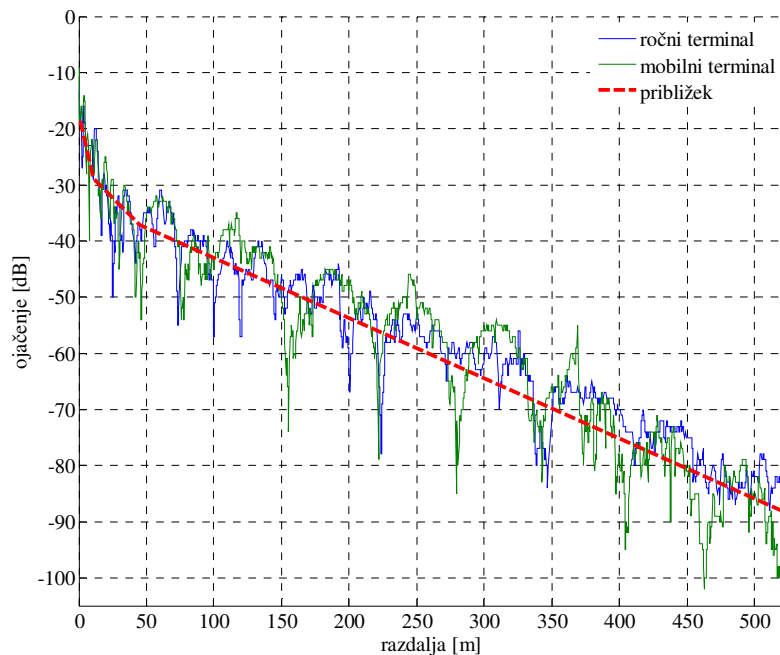
Rezultati meritev so grafično prikazani v nadaljevanju. Na osnovi izmerjenih vrednosti so izračunani in izrisani odsekoma linearni približki slabljenja poti, ki prikazujejo potek slabljenja radijskega signala za različna frekvenčna območja vzdolž dveh predorov. Določene so prelomne točke, ki ločujejo posamezna območja razširjanja, in nagibi posameznih delov krivulj slabljenja radijskega signala.

#### 5.3.1 Predor Strunjan–Portorož

V predoru Strunjan–Portorož smo izvedli štiri serije meritev, ki so se razlikovale glede na frekvenco nosilnega signala. Izvedli smo meritve pri frekvencah 400 in 868 MHz ter 2,4 in 3,5 GHz. Meritve smo izvedli po predhodno opisanih scenarijih. Na osnovi meritev smo poskušali ugotoviti potek slabljenja za različne frekvence radijskega signala v majhnem obokanem predoru z razmeroma grobimi stenami.

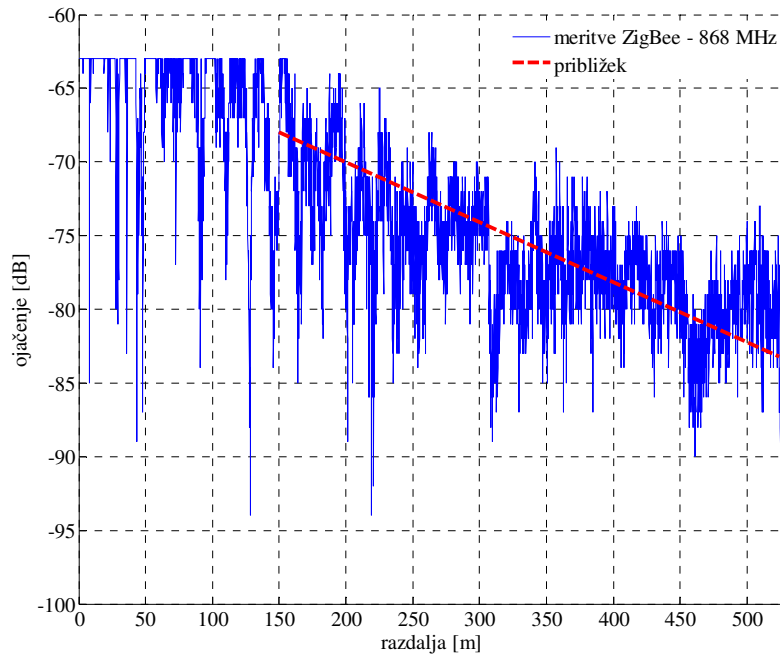
Slika 19 prikazuje slabljenje radijskega signala frekvence 400 MHz vzdolž predora v odvisnosti od razdalje, ki je podana v linearnem merilu. Krivulji zelene in modre barve

prikazujeta meritve, dobljene z ročno oziroma mobilno radijsko postajo. Krivulji dobro sovpadata. Odebeljena rdeča črtkana črta predstavlja odsekoma linearni približek izmerjenih vrednosti. Približek ima tri značilne odseke. Prvih 15 m izguba poti sledi poteku slabljenja v odprtem prostoru. Po prvi prelomni točki se gradient krivulje močno zmanjša in pade na  $0,25\text{dB/m}$ . Ko razdalja med oddajnikom in sprejemnikom preseže 50 m, se nagib krivulje slabljenja signala spet zmanjša. Pri tej razdalji dodatni odbiti žarki konstruktivno prispevajo k jakosti sprejetega signala. Pojavi se valovodni učinek, ki bistveno poveča doseg komunikacije v predoru in je izrazitejši predvsem pri višjih frekvencah in v predorih z večjimi prečnimi dimenzijami. Stopnja slabljenja v tretjem delu krivulje izgube poti znaša  $0,1\text{ dB}$ . Slabljenje se nekoliko poveča na razdalji okoli 400 m od oddajnika, ki je posledica prehoda nagnjenega dela predora v vodoravni del. Razmeroma blagi prehod prispeva dodatne izgube, saj povzroča slabljenje od tal odbitega žarka, ki v tem predoru pomembno prispeva k jakosti sprejetega signala.



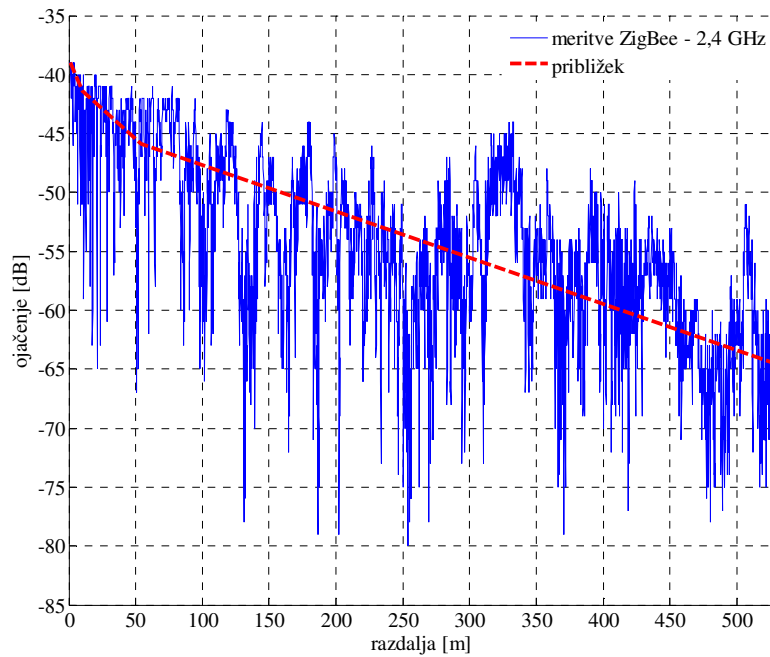
Slika 19: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in potek odsekoma linearnega približka slabljenja poti signala,  $f = 400\text{ MHz}$

Izmerjene vrednosti jakosti radijskega signala frekvence  $868\text{ MHz}$  in njihov linearni približek prikazuje slika 20. Zaradi omejitev merilne opreme, ki omogoča merjenje jakosti signala le od vrednosti  $-62\text{ dBm}$  navzdol, je bilo mogoče določiti le en značilen odsek krivulje slabljenja radijskega signala. Njen potek pri frekvenci  $868\text{ MHz}$  smo lahko določili le za razdalje, večje od  $150\text{ m}$ , kjer naj bi bil prisoten že valovodni učinek. Slabljenje signala v tem delu znaša približno  $0,042\text{ dB/m}$ , kar je bistveno manj kot pri frekvenci  $400\text{ MHz}$ . To potrjuje trditev, da je pojav valovoda pri višji frekvenci izrazitejši.



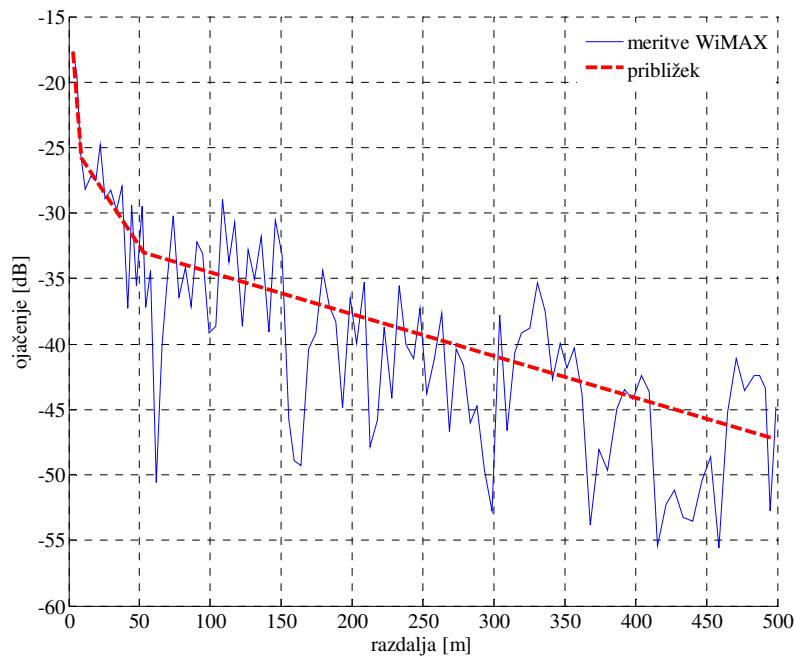
Slika 20: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in odsekoma linearni približek slabljenja poti signala nosilne frekvence,  $f = 868$  MHz

Rezultate meritev z uporabo vsestranskih senzorskih vozlišč, ki uporabljajo radijski modul ZigBee s frekvenco 2,4 GHz, so prikazani na sliki 21 z modro krivuljo. Rdeča odsekoma linearna krivulja prikazuje približek izmerjenih vrednosti. Omejitev merilne opreme, ki omogoča merjenje radijskega signala, šibkejšega od  $-39$  dBm, preprečuje natančno analizo slabljenja signala v bližini oddajnika. Medtem ko zaradi nepopolnih rezultatov ne moremo določiti poteka slabljenja prvega dela krivulje, lahko približno ocenimo nagib drugega linearnega odseka krivulje približka meritev, ki znaša okoli  $0,1$  dBm. Nagib osrednje krivulje približkov, ki se začne pri oddaljenosti nekaj več kot  $50$  m od oddajnika, znaša  $0,038$  dB/m. Vrednost potrjuje pojav valovodnega učinka, ki je posledica konstruktivnih prispevkov odbitih žarkov in se z višanjem frekvence še povečuje.



Slika 21: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in odsekoma linearni približek slabljenja poti signala nosilne frekvence,  $f = 2,4$  GHz

Rezultati meritev pri frekvenci 3,458 GHz s tehnologijo WIMAX prikazuje slika 22. Modra krivulja povezuje izmerjene vrednosti, odebeljena črtna rdeča črta pa prikazuje odsekoma linearni približek meritev. V bližnjem polju je slabljenje enako slabljenju v odprtem prostoru. Po prvi prelomni točki na razdalji med 10 in 20 m se nagib odsekoma linearnega približka močno zmanjša in v tem delu znaša 0,16 dB/m. Dodatni odbiti žarki, ki konstruktivno prispevajo k jakosti sprejetega signala, se pojavijo na razdalji okoli 50 m. Nagib premice v zadnjem delu znaša le 0,031 dB/m, kar še dodatno potrjuje izrazitejši vpliv valovoda pri višjih frekvencah.



Slika 22: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in odsekoma linearni približek slabljenja poti signala nosilne frekvence,  $f = 3,458$  GHz

Poteki krivulj slabljenja signala in položaji prelomnih točk se ne skladajo z modeli, ki so opisani v razdelku 3.4. Po pristopu Zhang [39] naj bi bila edina prelomna točka na razdalji okoli 15 m od oddajnika, medtem ko kritična razdalja oziroma izračun prelomne točke po Klemenschitsu [38] znaša 26 m. Oba pristopa predlagata model izgube poti z dvema nagiboma in eno prelomno točko. Rezultati meritev v predoru Strunjan-Portorož so pokazali, da so na razdalji 500 m trije značilni odseki krivulje slabljenja signala (slabljenje v odprtem prostoru oziroma območje neposredne bližine, bližnje in oddaljeno območje) ter dve prelomni točki. Odstopanja položaja prelomnih točk in poteki posameznih odsekov krivulje slabljenja signala so tudi posledica strukture predora, saj je predor arkadne oblike z razmeroma grobimi stenami, ki povzročajo sipanje. Največji delež k sprejetemu signalu tako prispeva neposredni in od tal odbiti žarek. To je pglavitni vzrok za razmeroma hitro upadanje jakosti signala vzdolž predora predvsem pri nižjih frekvencah.

### 5.3.2 Predor Karavanke

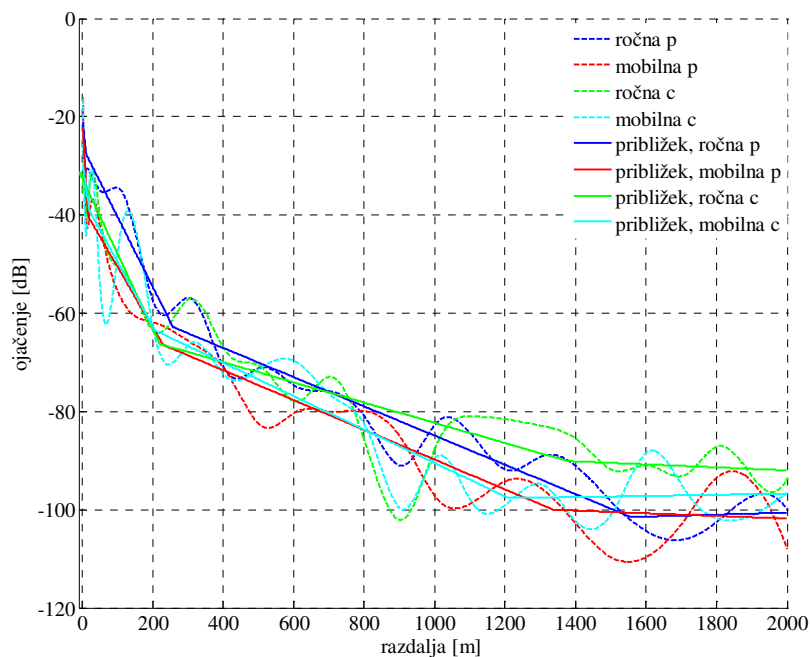
Ker je stari železniški predor razmeroma kratek, z meritvami ni mogoče določiti dosega radijskega sistema. Poleg tega ni mogoče preprosto domnevati, da je valovodni pojav prisoten tudi pri večjih razdaljah. To sta najpomembnejša razloga za izvajanje dodatnih meritev jakosti radijskega signala v daljšem predoru, kjer je mogoče določiti potek izgube poti čez celoten doseg radijskega sistema. Večino odprtih vprašanj iz prvega sklopa meritev in analize rezultatov v krajšem predoru je mogoče rešiti z analizo meritev,

izvedenih v dolgem cestnem predoru.

V predoru Karavanke smo oddajnik sistema TETRA namestili na sredino predora na višino 1,7 m. Izvedli smo štiri serije meritev na ravnem delu predora in štiri serije meritev na zavitem delu predora. V drugem sklopu meritev, ki smo jih opravili za potrditev splošnega poteka slabljenja radijskega signala v predoru, smo oddajnik namestili v stransko nišo predora 1,7 m nad tlemi. Dodatne meritve jakosti sprejetega signala smo izvedli na pločniku vzdolž ravnega dela predora.

### 5.3.2.1 Ravni del predora

Slabljenje radijskega signala na ravnem delu predora za primer, ko je oddajnik nameščen na sredini predora, prikazuje slika 23. Prikazane so štiri serije meritev, izvedene ločeno za ročni in mobilni sprejemni terminal, in njihovi odsekoma linearni približki. Krivulje modre in rdeče barve pripadajo meritvam in njunim približkom, ki so bile izvedene na pločniku (p) vzdolž predora. Zeleni in svetlo modri krivulji predstavljata meritve, izvedene ob središču cestišča (c), in njune približke.

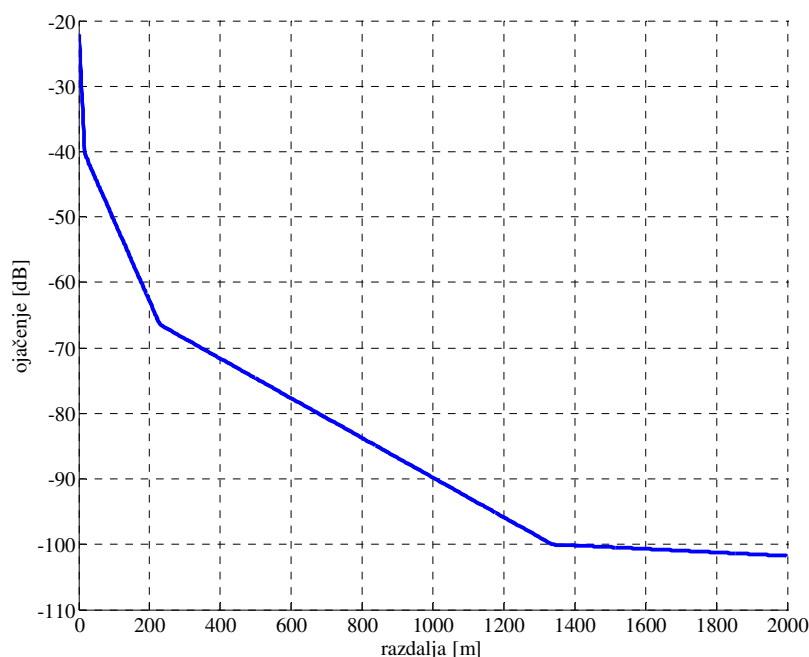


Slika 23: Rezultati meritev na ravnem delu predora Karavanke in odsekoma linearni približek slabljenja signala – oddajnik na sredini predora 1,7 m nad tlemi,  $f = 400$  MHz

Do prve prelomne točke, ki je na razdalji približno 20 m, je opazna zelo visoka izguba poti. V tem delu signal sledi modelu slabljenja signala v odprtem prostoru. Naslednjih 200 m je strmina padanja krivulje nekoliko manjša in znaša okoli 0,13 dB/m. V tem delu so prisotni izraziti presihi signala, ki so posledica odbitih žarkov od sten predora in od bližnjih stoječih vozil ter od vozil, ki so se premikala po odprtem prometnem pasu vzdolž predora. Posamezni zelo globoki presihi so posledica strnjene kolone vozil, ki se je peljala

mimo sprejemnika in oddajnika. Povzročajo jih namreč dodatni odboji na kovinskih delih vozil. Ti so še izrazitejši ob prisotnosti velikih tovornjakov, ki skoraj popolnoma zapolnijo predor in povzročajo do 10 dB dodatnega slabljenja. Nagib krivulje izgube poti v tem delu je veliko strmejši, kot je nagib v modelu kanala, ki modelira razširjanje radijskih valov v predorih kot v izgubnem valovodu, vendar blizu modelu dveh nagibov [38], ki je bil predlagan za mobilne komunikacijske sisteme pri 900 MHz in 1,8 GHz. Ko razdalja med oddajnikom in sprejemnikom preseže 200 m, postane potek krivulje izgube poti položnejši, verjetnost globokih presihov pa se zmanjša. Nagib krivulje v tem delu znaša 0,03 dB/m. Razširjanje radijskih valov je v tem delu modelirano kot valovod, kjer izguba poti pada linearno z naraščanjem razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Od razdalje 1300 m naprej, na tako imenovanem zelo oddaljenem območju, je nagib krivulje izgube poti še manjši. V tem delu so prisotni izraziti presihi, ki so posledica razširjanja signala po različnih poteh. Komunikacija med oddajnikom in sprejemnikom je zanesljiva do razdalje 1700 m, z občasnimi prekinitvami zaradi presiha pa deluje vse do oddaljenosti 2 km.

Poleg gibajočih vozil skozi predor in stoječih spremljevalnih vozil, postavljenih pred oddajnik, vplivajo na presih signala tudi stranske niše in ventilatorji, ki so pod stropom predora (do 15 dB). Vpliv omenjenih motilnih elementov je kritičen zlasti na razdalji, kjer jakost signala pade pod  $-95$  dBm (na oddaljenosti okoli 1,7 km), saj znaša dinamična občutljivost sprejemnika  $-103$  dBm. Velika nihanja jakosti signala namreč povzročajo nepredvidljive prekinitve komunikacije in posledično skrajšajo doseg povezave.



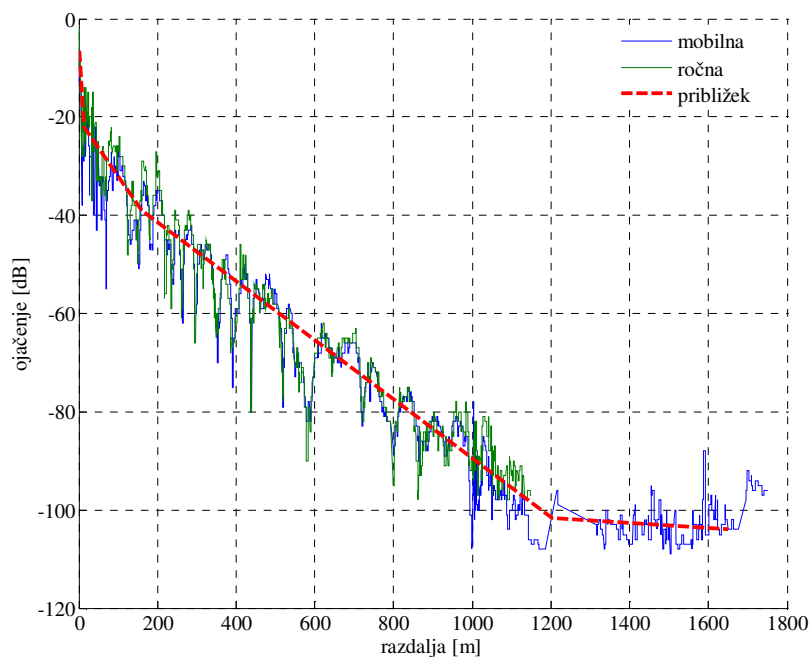
Slika 24: Odsekoma linearni približek slabljenja signala v dolgem ravnem cestnem predoru

Vse štiri krivulje, ki predstavljajo približek posamezne serije meritev, so razmeroma

blizu ali se celo prekrivajo in imajo zelo podoben potek. Splošen potek slabljenja radijskega kanala v ravnem delu predora ponazorimo s krivuljo na sliki 24, iz katere so razvidna štiri značilna območja, imenovana območje slabljenja v odprtem prostoru oziroma območje neposredne bližine, bližnje, oddaljeno in zelo oddaljeno območje.

Izmerjene vrednosti jakosti radijskega signala drugega sklopa meritev, ki smo jih izvedli vzdolž pločnika ravnega dela predora med sprejemnikom in oddajnikom, ki je bil nameščen v stranski niši predora, prikazuje slika 25. Krivulji modre in zelene barve predstavljata izmerjene vrednosti za mobilni oziroma ročni terminal, odebeljena rdeča črtkana krivulja pa predstavlja odsekoma linearni približek izmerjenih vrednosti.

Odsekoma linearni približek slabljenja poti na sliki 25 predvideva obstoj štirih različnih območij razširjanja radijskega signala v ravnem predoru, ki jih ločujejo tri prelomne točke. Tudi kadar je oddajnik nameščen v stranski niši predora, slabljenje signala do prve prelomne točke (20 m od oddajnika) sledi slabljenju v odprtem prostoru. V bližnjem polju, ki sega do druge prelomne točke na razdalji nekaj pod 200 m, strmina krivulje nekoliko pade in znaša približno 0,13 dB/m. Tudi v tem primeru se pojavijo nekoliko izrazitejši presihi signala, ki pa, v primerjavi s prvo serijo meritev, niso tako izstopajoči. Oddaljeno območje, na katerem je prisoten valvodni učinek, sega do tretje prelomne točke, ki je na razdalji 1200 m. Položaj oddajnika v tem delu povzroči večji nagib krivulje, ki znaša 0,06 dB/m. Na zadnjem, tako imenovanem zelo oddaljenem območju je krivulja slabljenja signala še položnejša. Opazni so tudi močni presihi signala, ki so v tem primeru posledica razširjanja signala po različni poteh.



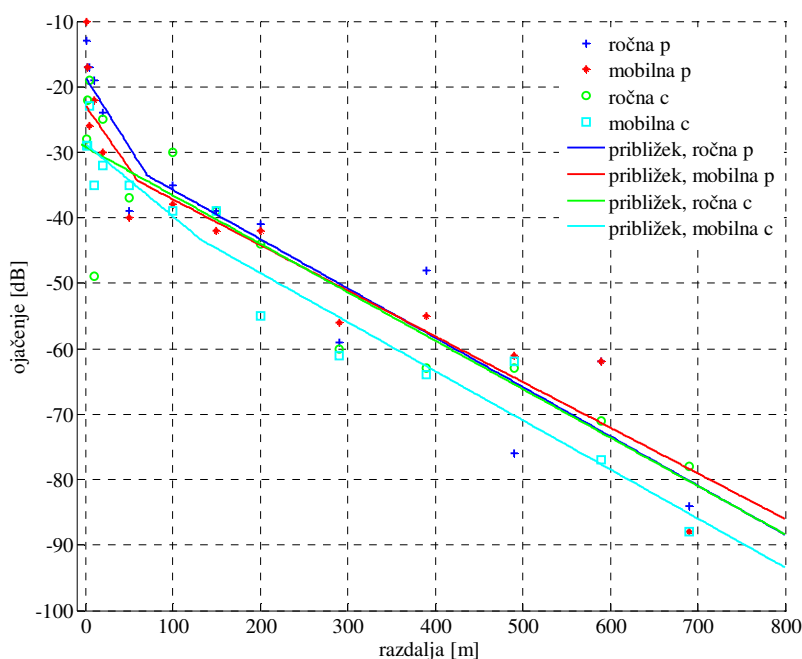
Slika 25: Rezultati meritev v ravnem delu predora Karavanke in odsekoma linearni približek slabljenja signala – oddajnik v stranski niši in sprejemnik ob steni predora 1,7 m nad tlemi,  $f = 400$  MHz

Oddajnik, nameščen v stranski niši predora, bistveno ne vpliva na položaje prelomnih točk. Opazno pa vpliva na presih signala v bližnjem polju, ki je bistveno manj izrazit. Manj izrazit je tudi valovodni učinek na oddaljenem območju. Iz rezultatov meritev na sliki 25 je mogoče določiti mesta, kjer se frekvenca presiha bistveno poveča. To je posledica prisotnosti večjega števila odbojev, ki nastanejo v bližini niš in ventilatorjev, kar ne vpliva na jakost signala in posledično niti na splošni potek krivulje izgube poti v ravnem delu predora.

V primeru izrednih situacij je bistvenega pomena predvsem doseg radijske povezave. Zato je treba posebno pozornost nameniti tudi poteku krivulje izgube poti pri večjih oddaljenostih sprejemnika od oddajnika. Prvi del krivulje pa je pomemben pri analiziranju motenj med posameznimi oddajniki, ki so hkrati na določenem območju.

### 5.3.2.2 Zaviti del predora

Dolžina začetnega zavitega dela predora znaša približno 700 m in je za določitev dosega komunikacije v zavutih predelih predorov prekratka. Komunikacija med sprejemnikom, ki je bil ob vhodu v predor, in oddajnikom, nameščenim ob sredinski črti na koncu zavitega dela v predoru, je namreč, kljub občasni prisotnosti prometa v predoru, potekala brez prekinitev ali motenj.



Slika 26: Rezultati meritev v zavitem delu predora Karavanke in odsekoma linearni približek slabljenja signala – oddajnik na sredini predora 1,7 m nad tlemi,  $f = 400$  MHz

Meritve slabljenja radijskega signala v zavitem delu predora prikazuje slika 26. Rezultati meritev so prikazani ločeno za ročni in mobilni terminal. Meritve, izvedene na pločniku, so označene s črko  $p$ , na sredini cestišča pa s  $c$ . Na grafu so približki

posameznih serij meritev ponazorjeni s krivuljami različnih barv.

Odsekoma linearni približki vseh štirih serij meritev v zavitem delu predora imajo zelo podoben potek. Obstajajo tri značilna območja izgube poti – slabljenje v odprtem prostoru oziroma območje neposredne bližine, bližnje območje in oddaljeno območje. Prva prelomna točka, ki se na ravnem delu pojavi razmeroma hitro, tukaj ni tako izrazita in jo iz zgornjega grafa ni mogoče natančno določiti. Izrazitejša je druga prelomna točka, ki predstavlja mejo med bližnjim in oddaljenim območjem in je na oddaljenosti približno 65 m od oddajnika. Od te točke naprej imajo krivulje konstanten nagib. Izguba poti na oddaljenem območju predora s prisotnim valovodnim pojavom znaša 0,075 dB/m. Na bližnjem območju je prisoten tudi močan pojav presiha, medtem ko je na oddaljenem območju intenzivnost pojava presiha manjša.

Primerjava dobljenih rezultatov z meritvami v ravnem delu predora, kjer slabljenje signala znaša 0,03 dB/m, kaže, da je doseg komunikacije v zavitem delu predora pri frekvenci 400 MHz občutno krajši. Ob upoštevanju konstantnega nagiba krivulje izgube poti (slika 26) je izračun pokazal, da je mogoče zanesljivo komunikacijsko zvezo vzpostaviti do oddaljenosti približno 1100 m.



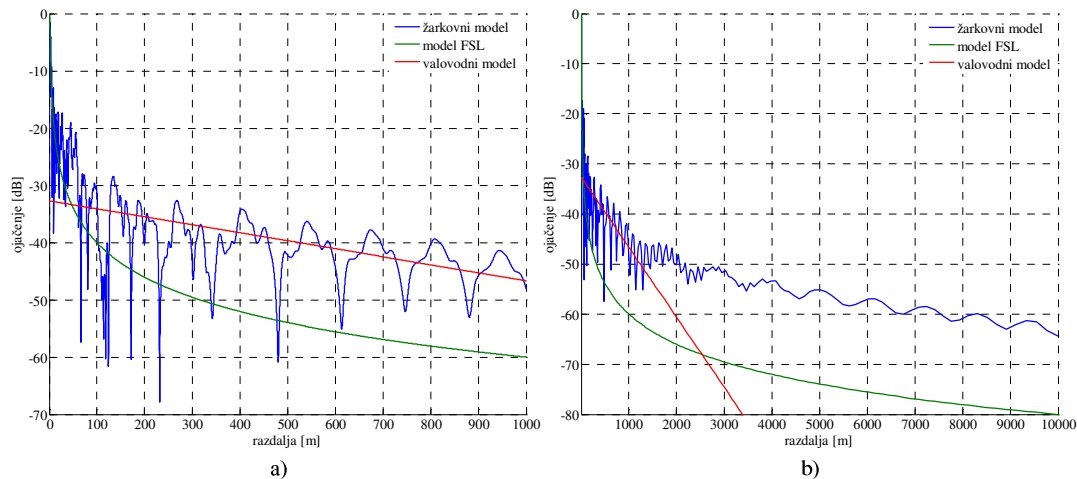
## 6 Model razširjanja radijskega signala za posebna okolja

Rezultati meritev za ravni del cestnega predora, ki jih prikazujeta sliki 23 in 25, jasno kažejo na obstoj štirih različnih območij izgube poti, ki so ločeni s tremi prelomnimi točkami. Krivuljo izgube poti na ravnem delu cestnega predora sestavljajo območje slabljenja v odprtem prostoru oziroma območje neposredne bližine, bližnje območje, oddaljeno območje in zelo oddaljeno območje. V nadaljevanju razdelka bomo na osnovi rezultatov meritev ugotavljali veljavnost modela Zhang [39] in modela TUV [38], ki sta osnovna empirična modela z dvema nagiboma, namenjena določanju poteka slabljenja signala v predorih. Nato bomo rezultate meritev dodatno razložili z uporabo žarkovno-optičnega pristopa razširjanja radijskega signala ter opisali postopek za izračun prelomnih točk in izgubo poti za vsako območje modela izgube poti s štirimi nagibi, ki je bil objavljen v [113].

### 6.1 Veljavnost modela Zhang

Model Zhang [39] modelira slabljenje poti v predoru z modelom FSL na bližnjem območju in z valovodnim modelom na oddaljenem območju, prelomna točka pa je določena s presekom krivulj obeh modelov. Za natančnejšo analizo veljavnosti modela smo primerjali žarkovni in valovodni model ter model FSL. Naredili smo dodatne izračune za prazen pravokotni predor širine  $a = 10$  m in višine  $b = 5$  m pri frekvenci 400 MHz. Relativna dielektričnost in prevodnost sten sta znašala  $\epsilon_r = 10$  oziroma  $\sigma = 0,01$  S/m.

Slika 27 prikazuje rezultate simulacij za omenjene modele in vnaprej določene parametre. Na sliki 27 a je prikazan potek krivulj do razdalje 1000 m, na sliki 27 b pa do 10 km. Širjenje radijskega signala v predorih najbolje opisuje žarkovni model. Iz primerjave krivulj na slikah 27 in 9 sklepamo, da je splošen potek krivulj pri frekvenci 400 MHz enak poteku krivulj pri frekvenci 2 GHz. Krivulja modela FSL ustreza poteku krivulje žarkovnega modela v začetnem delu predora, krivulja valovodnega modela pa ustreza poteku krivulje žarkovnega modela na oddaljenem območju. Na bližnjem območju ustrezeni približek žarkovnemu modelu ni predlagan. Natančnost modela Zhang je tudi pri nižjih frekvencah nespremenjena. Potek krivulje valovodnega modela potrjuje tudi, da se z nižanjem frekvence učinek valovoda zmanjšuje. Slabljenje valovodnega modela na naslednji sliki znaša približno 0,015 dB/m, kar je bistveno več kot pri frekvenci 2 GHz (slika 9).



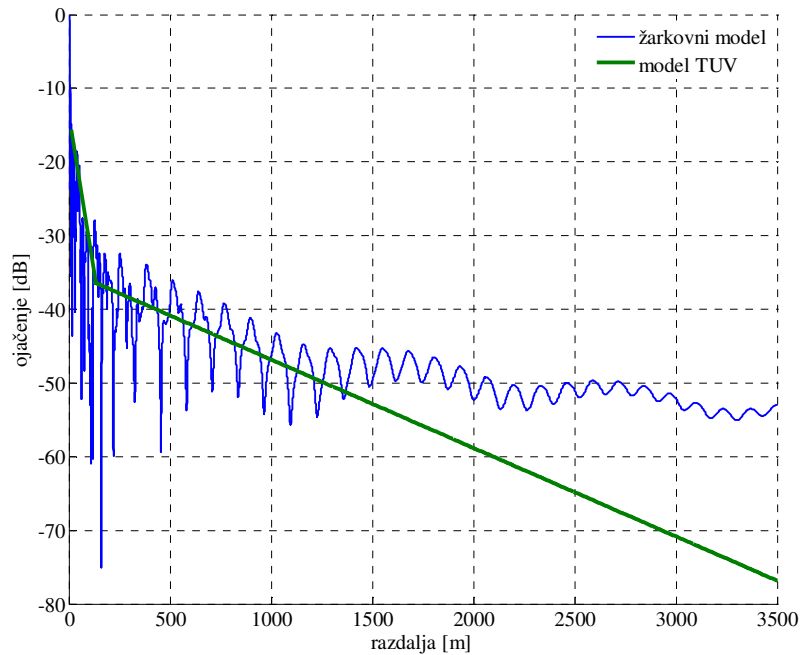
Slika 27: Potek slabljenja žarkovnega in valovodnega modela ter modela FSL za frekvenco 400 MHz

Iz primerjave potekov slabljenj valovodnega modela na slikah 27 in 9 (400 MHz in 2 GHz) je razvidno, da se doseg radijskega sistema v predoru, ob predpostavki iste vrednosti občutljivosti sprejemnika, z nižanjem frekvence zmanjšuje. Nanj poleg frekvence vplivajo še višina oddajnika, prečne dimenzije predora, hrapavost sten (sipanje) in električne lastnosti sten.

Model Zhang ustrezno predvidi slabljenje le v začetnem in valovodnem delu predora. Potek slabljenja na bližnjem območju je predpostavljen deloma z modelom FSL in deloma z valovodnim modelom. Uporabljen približek v tem delu ne ustreza niti žarkovnemu modelu niti rezultatom meritev, izvedenih v železniškem in cestnem predoru. Za povečanje natančnosti modela Zhang bi bilo treba bližnje območje ponazoriti z ločeno krivuljo, dve novi prelomni točki pa dodatno analitično določiti. Na večjih oddaljenostih sprejemnika od oddajnika valovodni model ne sledi več žarkovnemu modelu (slika 27 b). V obravnavanem primeru se to zgodi pri razdalji okoli 1200 m. Ker je doseg radijskega sistema pogosto daljši, je treba določiti mesto, do katerega je valovodni model veljaven, in potek slabljenja tudi za naslednje zelo oddaljeno območje.

## 6.2 Veljavnost modela TUV

V modelu dveh nagibov, ki ga je v [38] predlagal Klemenschits, je prelomna točka določena z največjo prečno dimenzijo predora in valovno dolžino signala. V prvem delu je potek krivulje slabljenja določen z dvojno logaritmčno regresijo, osrednji valovodni del pa z enačbo 57. Za natančnejšo analizo veljavnosti modela smo model TUV primerjali z žarkovnim modelom. Dodatne izračune smo naredili za pravokotni predor širine  $a = 10$  m in višine  $b = 5$  m pri frekvenci 400 MHz. Relativna dielektričnost in prevodnost sten sta znašali  $\epsilon_r = 10$  oziroma  $\sigma = 0,01$  S/m.



Slika 28: Primerjava potekov slabljenja žarkovnega modela in modela TUV pri frekvenci 400 MHz

Potek krivulje modela TUV na sliki 28 v osrednjem valovodnem delu predora sledi poteku krivulje žarkovnega modela. Model je nenatančen predvsem v bližini oddajnika in na zelo oddaljenem območju. Na bližnjem območju je namreč potek slabljenja signala določen le z eno krivuljo, ki razmeroma slabo opisuje potek slabljenja. Iz slike 28 je razvidno, da je postopek določitve začetka valovodnega dela predora, ki je določen s prelomno točko oziroma kritično razdaljo, ustrezen tudi pri nižjih frekvencah. Precejšnja odstopanja modela TUV so opazna predvsem pri večjih oddaljenostih od oddajnika, kjer k jakosti sprejetega signala prispevajo predvsem neposredni in enkrat odbiti žarki. Potek krivulje modela TUV ne sledi poteku krivulje žarkovnega modela, torej model ni primeren za izračun slabljenja pri velikih oddaljenostih sprejemnika od oddajnika. V podanem primeru je model veljaven le do razdalje okoli 1200 m.

Model je sicer uporaben za poljuben predor, vendar je treba za določitev poteka signala vzdolž posameznega predora izvesti dodatne meritve povprečne moči na mestu prelomne točke, določiti faktor izgube razširjana  $\alpha$  v valovodnem delu predora in verjetnostno mejo  $M_{99}$ . Izmerjene vrednosti je mogoče z določenimi zadržki uporabiti tudi v drugih, po obliki in velikosti prečnega preseka primerljivih predorih, ki so zgrajeni iz podobnih materialov.

V [38] je predlagan tudi razmeroma preprost, vendar zelo nezanesljiv postopek za izračun dosega radijskega sistema, ki zahteva poznavanje nivoja občutljivosti sprejemnika. Postopek ne upošteva dodatnega zelo oddaljenega območja razširjanja signala, ki smo ga opazili tako pri žarkovnem modelu kot tudi pri analizi meritev v

dolgem ravnem predoru.

### 6.3 Model izgube poti s štirimi nagibi

Ravni del predora je mogoče modelirati kot pravokotni valovod z izgubnim nemagnetnim homogenim medijem z relativno dielektričnostjo  $\epsilon_r$ . Žarkovno-optični pristop je uporaben za predore, katerih prečne dimenzije so v primerjavi z valovno dolžino signala veliko večje [37]. V primeru uporabe vsesmernih oddajnih in sprejemnih anten so izgube razširjanja določene kot razmerje med sprejeto in oddano močjo. Izguba poti žarkovno-optičnega modela je podana z enačbo

$$L_{R[dB]} = -10 \log_{10} \left[ \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2} \left| \frac{G_d}{d} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{G_i R_i e^{\left( j \frac{2\pi}{\lambda} (d_i - d) \right)} \right|^2 \right]. \quad (63)$$

V enačbi 63 sta  $G_d$  in  $G_i$  produkta dobitkov oddajne in sprejemne antene, ki ustrezata poti neposrednega oziroma  $i$ -tega odbitega žarka,  $\lambda$  je valovna dolžina oddanega signala,  $d$  in  $d_i$  sta dolžini poti neposrednega in  $i$ -tega odbitega žarka.  $R_i$  je produkt odbojnih koeficientov vseh sten, od katerih se  $i$ -ti žarek odbije. Odbojna koeficienta sta odvisna od vpadnega kota, polarizacije radijskega žarka in od frekvenčno odvisne relativne dielektričnosti. Odbojni koeficienti  $R$  so v literaturi izračunani ločeno za primere, ko je električno polje vzporedno ( $R_{||}$ ) ali pravokotno ( $R_{\perp}$ ) glede na stene predora [2, 47].

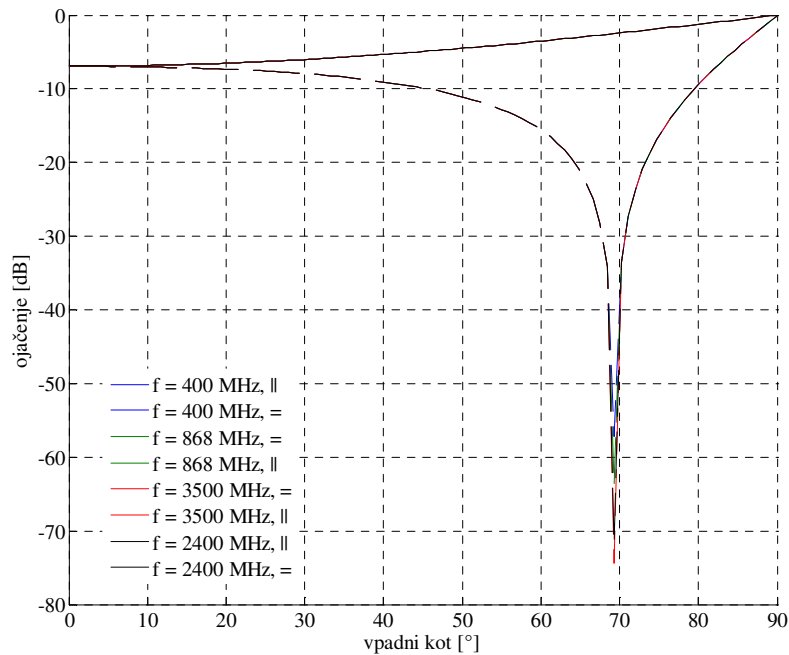
$$R_{||} = \frac{\cos \varphi - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \varphi}}{\cos \varphi + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \varphi}} \quad (64)$$

in

$$R_{\perp} = \frac{\epsilon_r \cos \varphi - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \varphi}}{\epsilon_r \cos \varphi + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \varphi}}. \quad (65)$$

V vsakem valovodu, ki ni sestavljen iz čistega prevodnika, sta odbojna koeficienta močno odvisna od vpadnega kota. Vrednost odbojnih koeficientov v odvisnosti od vpadnega kota za betonske stene pri različnih frekvencah (400, 900, 2400 in 3500 MHz) prikazuje slika 29 (vzporedni označuje znak "||", pravokotni pa "="). Krivulje odbojnih koeficientov različnih frekvenc kažejo, da so vrednosti odbojnih koeficientov frekvenčno neodvisne. Manjša odstopanja so razvidna pri odbojnih koeficientih pravokotne polarizacije, kjer so minimumi pri višjih frekvencah nekoliko izrazitejši. Pri nižjih vrednostih vpadnih kotov so izgube zaradi odbojev velike, kar se odraža v visokem slabljenju odbitih žarkov. Ko se vpadni koti približujejo 90 stopinjam, se izgubni odbojni medij obnaša kot idealni prevodnik. Iz tega sledi, da klasična teorija valovoda ni veljavna

za celotno dolžino predora (valovoda).



Slika 29: Odbojni koeficienti za betonske stene

Na območju neposredne bližine, ki ga, glede na rezultate meritev v obeh predorih pri različnih frekvencah, označimo z razširjanjem v odprtem prostoru, je izguba kanala zelo blizu izgubi kanala v odprtem prostoru. Na tem območju so vpadni koti veliki, zaradi česar so odbiti žarki močno slabljeni. Poleg tega povzroča razlika poti neposrednega in odbitega žarka še dodatno slabljenje. Iz prejšnjih trditvev izhaja, da predvsem neposredni žarek pomembno prispeva k jakosti sprejetega signala na prvem območju. Model izgube kanala v odprtem prostoru oziroma model FSL velja le za območje prve Fresnelove cone, v kateri ni prisotnih nobenih ovir. Največja razdalja, na kateri je prva Fresnelova cona še prosta, se imenuje točka preloma in je podana z [2]

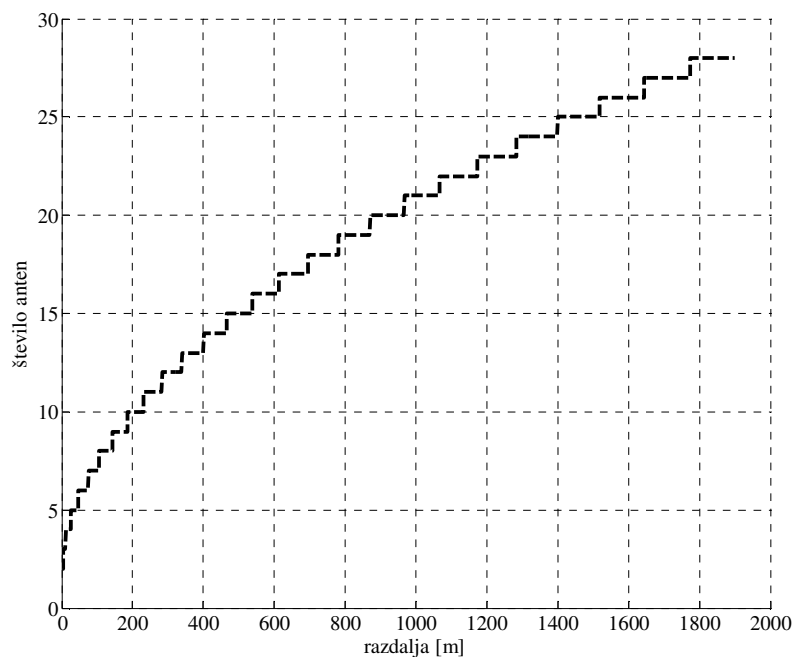
$$d_0 = \frac{4h_r h_t}{\lambda}, \quad (66)$$

kjer sta  $h_t$  in  $h_r$  višini oddajne in sprejemne antene nad tlemi v metrih. Če sta anteni oddajnika in sprejemnika nameščeni na višini 1,7 m in je valovna dolžina signala 0,75 m, znaša razdalja  $d_0 = 15$  m, kar predstavlja tudi prvo prelomno točko modela kanala. Slabljenje signala, ki je podano z enačbo 14 [2, 37], sledi slabljenju v odprtem prostoru do prve prelomne točke.

Na naslednjem območju, imenovanem tudi bližnje območje, je na slikah 19, 22, 23 in 25 opazna velika izguba poti. Sprejeti signal je sestavljen iz več odbitih žarkov. Zaradi velikih izgub odbojev in vozil v bližini oddajnika in sprejemnika valovodni model kanala ni uporaben. Izgubo poti modeliramo podobno kot v [38]

$$L_{[dB]} = L_{0[dB]} - \alpha(d - d_0), \quad (67)$$

kjer je  $L_0$  slabljenje na razdalji  $d_0$ ,  $\alpha$  je nagib krivulje in  $d$  razdalja med oddajnikom in sprejemnikom. Koeficient slabljenja  $L_0$  izračunamo po enačbi 14, kjer je  $d = d_0$ . Za predhodno uporabljen primer predora z višino oddajnika in sprejemnika 1,7 m, frekvenco 400 MHz in z izračunano prelomno točko  $d_0=15$  m znaša vrednost koeficienta slabljenja  $-48$  dB.



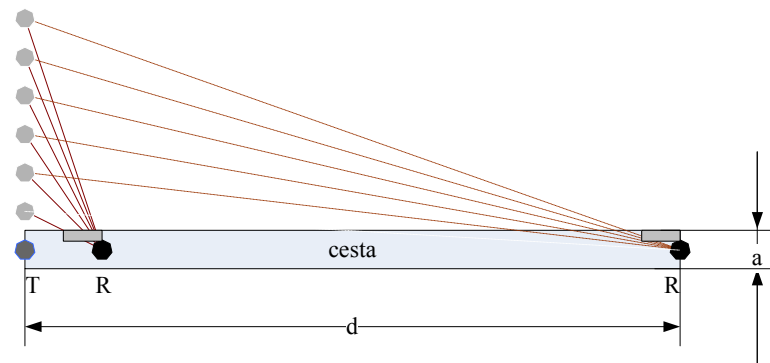
Slika 30: Število anten, ki pomembno prispevajo k jakosti sprejetega signala

Za bližnje območje je treba določiti parameter  $\alpha$ , ki določa izgubo poti na drugem območju, in razdaljo, do katere sega to območje. Iz rezultatov meritev je jasno razvidno, da je izguba poti na tem območju večja kot v valovodu. Glavna vzroka sta v stenah valovoda, ki niso iz popolnega prevodnika, in v prisotnosti ovir, kot so premikajoča se vozila, ki jih v običajnem valovodu ni.

V klasičnem valovodu s stenami iz popolnega prevodnika je oddajnik iz perspektive sprejemnika viden kot neskončno polje slikovnih izvorov. Če stene niso popolnoma prevodne, kot je to v predoru, vsak odboj povzroči slabljenje signala. Posledično se neskončno polje anten skrči v končno število slikovnih virov. Učinek je še močnejši zaradi večjih izgub odbojev pri manjših vpadnih kotih. V predoru je torej oddajnik viden kot polje anten z omejeno dimenzijo. Slika 30 prikazuje število anten, ki v cestnem predoru pomembno prispevajo k jakosti sprejetega signala. Prag jakosti sprejetega signala v primerjavi z neposrednim žarkom je nastavljen na  $-30$  dB. Poudariti je še treba, da se dimenzija polja anten spreminja z razdaljo  $d$ .

Drugi učinek, ki vpliva na razširjanje radijskega signala v predorih, je posledica

prisotnosti ovir, kot so premikajoča se vozila. Ta blokirajo nekatere izmed odbitih signalov, kar onemogoči valovodni mehanizem razširjanja. Stopnja popačenja valovodnega mehanizma je odvisna od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom ter velikosti ovire. Primer za dva sprejemnika na različnih oddaljenostih od oddajnika in za dve oviri enakih velikosti prikazuje slika 31. Očitno je več odbojev zakritih, ko je sprejemnik bližje oddajniku. Posledica prej omenjenega dejstva je, da valovodni učinek ne nastopi na začetku predora, ampak na točki, kjer je dovolj odbitih signalov, ki podpirajo valovodni mehanizem razširjanja.



Slika 31: Vpliv ovir na razširjanje radijskega signala v cestnem predoru

Za določitev razdalje začetka valovodnega mehanizma razširjanja smo izračunali razdaljo, pri kateri ovira velikosti povprečnega vozila blokira manj kot polovica anten v polju anten (slika 30). Če je izračunana razdalja večja od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom, ni valovodnega učinka. Razdalja, pri kateri se valovodni mehanizem razširjanja začne, se imenuje kritična razdalja [38] in ta točka je tudi druga prelomna točka novega modela razširjanja radijskega signala v predorih. Na sliki 32 je sečišče črtkane in polne črte kritična razdalja, pri kateri se pojavi valovodno razširjanje.

Za analitično določitev druge prelomne točke je treba najprej ugotoviti velikost polja anten  $N(d)$ , ki ga določimo z reševanjem enačbe

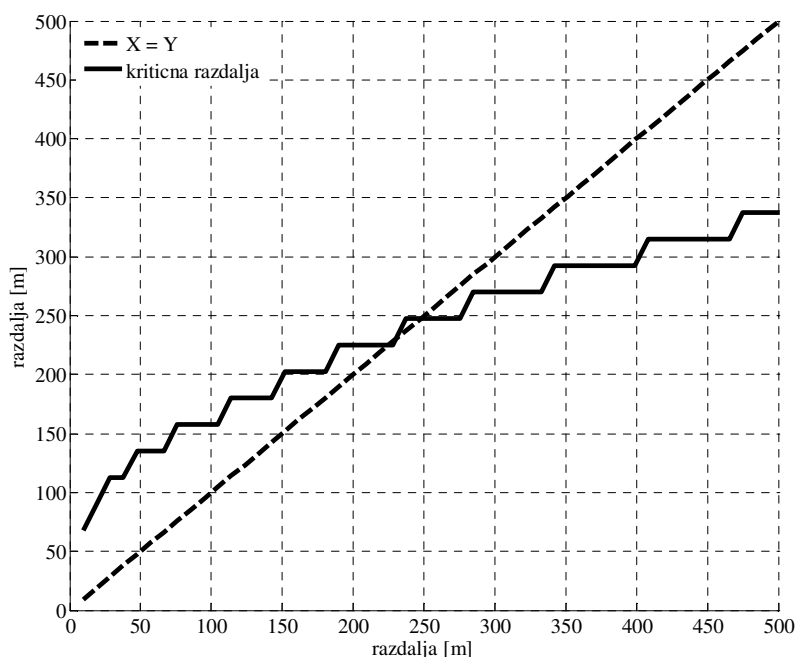
$$L_{Th[dB]} = -10 \log_{10} \left( \left| \frac{1}{d} \right|^2 \right) + 10 \log_{10} \left( \left| \frac{R(\varphi(N))^N}{d_N} \right|^2 \right), \quad (68)$$

kjer sta  $d$  in  $d_N$  dolžini poti med oddajnikom in sprejemnikom za neposredni oziroma  $N$ -ti odbiti žarek,  $R(\varphi)$  je odbojni koeficient, medtem ko je  $L_{Th[dB]}$  prag izgube poti odbitega žarka, podane v dB. Z uporabo trigonometrije in spremenljivk s slike 31 je kritična razdalja in druga prelomna točka določena z rešitvijo enačbe

$$d_1 = d_{crit} = aN(d_{crit}). \quad (69)$$

V primeru cestnega predora Karavanke je glede na prejšnjo enačbo druga prelomna točka  $d_1$  na razdalji 200 m, kar sovпада z dejanskimi rezultati meritev.

V primeru našega modela kanala je kritična razdalja v primerjavi z razdaljo, predlagano v [38], občutno večja, vendar je precejšnja razlika v položaju oddajnika in v nosilni frekvenci. Medtem ko je v [38] oddajnik nameščen visoko nad vozili, sta bili v našem primeru anteni tako oddajnika kot tudi sprejemnika nameščeni na višini streh osebnih avtomobilov. Zaradi odbojev od premikajočih se vozil v predoru je koeficient izgube poti  $\alpha$  ocenjen na osnovi meritev. Glede na analize, podane v prejšnjem razdelku, znaša nagib krivulje, ocenjen na podlagi rezultatov meritev, izvedenih po sredini predora za frekvenčno območje 400 MHz 0,12 dB/m za cestni predor in 0,25 dB/m za železniški predor.



Slika 32: Razdalja, pri kateri se začne valovodni mehanizem razširjanja

Druga prelomna točka se pojavi, ko se v predoru začne razširjati valovodni rod  $EH_{1,1}$ . Razširjanje roda  $EH_{1,1}$  je odvisno od prečnih dimenzij predora, ki morajo biti, v primerjavi z valovno dolžino radijskega signala, dovolj velike. Na naslednjem območju k jakosti sprejetega signala poleg neposrednega žarka pomembno prispevajo tudi odbiti žarki. V tem delu uporabimo dobro znani valovodni model razširjanja radijskega signala, ki dopušča razširjanje roda  $EH_{1,1}$  s slabljenjem v dB [68]:

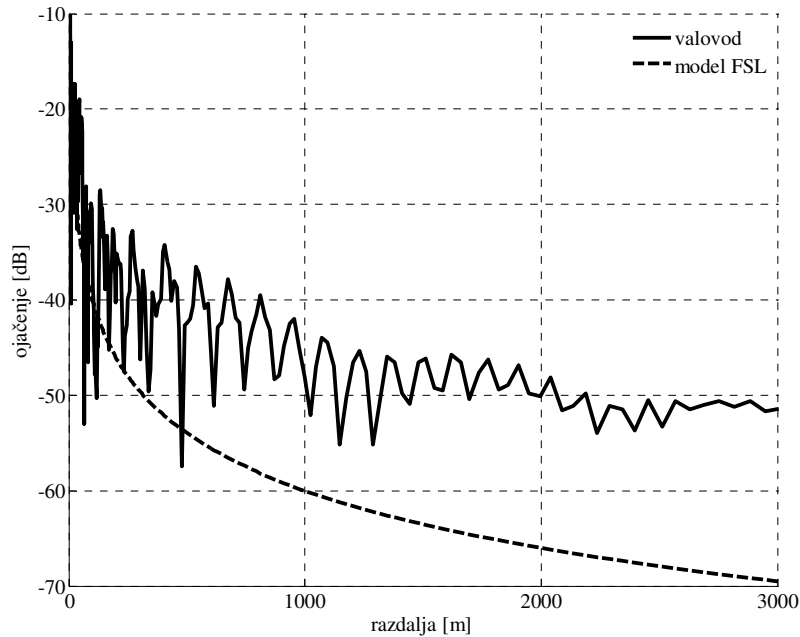
$$L_{[dB]} = -L_{1[dB]} + 4,343\lambda^2 \left( \frac{\operatorname{Re}\left\{\frac{\epsilon_r}{\sqrt{\epsilon_r - 1}}\right\}}{a^3} + \frac{\operatorname{Re}\left\{\frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - 1}}\right\}}{b^3} \right) (d - d_1). \quad (70)$$

V enačbi 70 je  $L_{1[dB]}$  slabljenje signala na razdalji  $d_1$ ,  $a$  in  $b$  sta širina in višina

ekvivalentnega pravokotnega predora,  $\epsilon_r$  pa je relativna dielektričnost. Faktor slabljenja  $L_I$  za cestni predor na razdalji prelomne točke  $d_I$  je v enačbi 70 –75 dB. Izraz v enačbi 70, ki vključuje dielektričnost, zaradi izgubnega odbojnega medija (stene predora) prispeva dodatno slabljenje. Pri modeliranju pravokotnega cestnega predora s prečnimi dimenzijami  $a = 9,5$  m in  $b = 4,7$  m ter z relativno dielektričnostjo betonskih sten  $\epsilon_r = 6$ -j 0,45, znaša slabljenje radijskega signala frekvence 400 MHz 0,025 dB/m. Vrednost izračunanega slabljenja je zelo blizu izmerjenemu slabljenju v cestnem predoru.

Vrednosti dielektričnosti in prevodnosti v enačbi 70 so izbrane glede na material, iz katerega so stene predora. V običajnih cestnih predorih so stene iz betona. Med izvajanjem meritev radijskega signala nismo izvedli dodatnih meritev dielektričnosti in prevodnosti sten ter tal predora, ampak smo vrednosti poiskali v literaturi [114, 115], kjer so za dielektričnost  $\epsilon_r$  predlagane vrednosti med 2,5 in 12, za prevodnost  $\sigma$  pa med 0,01 in 0,2. Vrednosti so odvisne od vrste železobetona in klimatskih razmer v predoru (temperature in vlažnosti). Za predlagani razpon vrednoti se izguba poti v skladu z enačbo 70 spreminja med 0,025 dB/m in 0,019 dB/m. Tako kot v večini meritev, izvedenih v predorih in podzemnih hodnikih, tudi v našem primeru natančne vrednosti dielektričnosti in prevodnosti sten in tal niso bile znane. Vrednosti obeh parametrov v predlaganem modelu smo izbrali iz predhodno podanega nabora tako, da je bila vrednost srednje kvadratne napake med predlaganim modelom kanala in izmerjenimi podatki najmanjša. Zaradi vpadnega kota, ki je blizu 90 stopinj, je odbojni koeficient neodvisen od dielektričnosti in prevodnosti ter je blizu 0 dB. Spreminjanje izgube poti je za različne vrednosti dielektričnosti in prevodnosti razmeroma majhna in znaša do 0,006 dB/m.

Zaradi slabljenja pri vsakem odboju valovodni učinek pri daljših razdaljah izgine. Krivulja izgube poti ponovno sledi krivulji slabljenja v odprtem prostoru. Občasne globoke presihe povzročajo enkrat od sten predora odbiti žarki. Pojav nazorno prikazuje slika 33, na kateri je prikazana krivulja izgube poti za pravokotni valovod. V predlaganem modelu je treba v modelu FSL na zelo oddaljenem območju upoštevati še dodatni faktor slabljenja, ki znaša  $L_2 = -12$  dB. Zadnja prelomna točka, ki označuje tudi konec valovodnega dela modela in začetek zelo oddaljenega polja, se v analiziranem cestnem predoru pojavi na razdalji 1200 m.



Slika 33: Izračunana izguba poti za pravokotni predor z betonskimi stenami

## 6.4 Statistično ovrednotenje predlaganega modela izgube poti s štirimi nagibi

V tem razdelku je predlagani model štirih nagibov skupaj s prelomnimi točkami ovrednoten z rezultati meritev v dveh različnih predorih. Natančnost novega empiričnega modela je ocenjena z izračunom srednje napake ( $\eta$ ) in standardne deviacije ( $\sigma$ ) napake, ki je definirana kot razlika med rezultati meritev in rezultati, izračunanimi z novim modelom. Prvi parameter kaže sistematično napako predlaganega modela, drugi pa odraža natančnost izračunane izgube poti vzdolž cestnega in železniškega predora.

Tabela 5: Ocenitev natančnosti modela za železniški predor

	$\eta$ [dB]	$\sigma$ [dB]
Mobilna	1,43	6,34
Ročna	0,82	4,22

Tabela 6: Ocenitev natančnosti modela za cestni predor

	$\eta$ [dB]	$\sigma$ [dB]
<b>Mobilna-c</b>	0,46	5,60
<b>Mobilna-p</b>	1,01	5,09
<b>Ročna-c</b>	0,31	6,40
<b>Ročna-p</b>	-0,17	3,82

Iz tabel 5 in 6 je razvidno, da se izmerjene vrednosti zelo dobro skladajo z odsekoma linearnim modelom izgube poti, saj znašajo vrednosti srednje napake do 1 dB, kar je odličen rezultat. Zaradi značilnega okolja razširjanja, ki povzroča globoke presihe signala, so vrednosti standardne deviacije pričakovane.

Tabela 7: Srednje vrednosti in standardna deviacija prelomnih točk za cestni predor

	Srednja vrednost [m]	$\sigma$ [m]
<b>1. prelomna točka</b>	12,7	2,8
<b>2. prelomna točka</b>	226	10
<b>3. prelomna točka</b>	1382	70

Tabela 8: Srednje vrednosti in standardna deviacija odsekov izgube poti za cestni predor

	Srednja vrednost [dB/km]	$\sigma$ [dB/km]
<b>Bližnje območje</b>	135	7,5
<b>Oddaljeno območje</b>	27	2,5
<b>Zelo oddaljeno območje</b>	3,5	0,25

Srednjo vrednost in standardno deviacijo predlaganega modela smo določili na podlagi meritev v cestnem predoru. Vrednosti so podane v tabelah 7 in 8. Standardna deviacija ocenjenih prelomnih točk je v primerjavi z razdaljo med oddajnikom in sprejemnikom razmeroma majhna. Prav tako je tudi srednja kvadratna napaka izgube poti posameznega segmenta modela razmeroma majhna. Razlike v primerjavi s predlaganimi matematično izpeljanimi parametri in z modelom so predvsem posledica razlik v prečnem preseku predora, statičnih ovir in vozil v predoru. Napake pri ocenitvi vrednosti parametrov, kot sta dielektričnost in prevodnost betonskih sten predora, zanemarljivo vplivajo.



## 7 Modeliranje poteka slabljenja radijskega signala v predorih

Predlagani model izgube poti s štirimi nagibi, ki smo ga razvili na osnovi rezultatov meritev v cestnem in železniškem predoru, smo preverili s simulacijami. Poleg tega smo preizkusili tudi primernost modela za različne velikosti in oblike prečnih presekov predorov ter določili frekvenčno območje veljavnosti modela. V ta namen smo izračunali slabljenje radijskega signala vzdolž cestnih in železniških predorov različnih prečnih dimenzij in oblik. Medtem ko smo simulacije za manjši železniški predor izvedli pri več različnih frekvencah signala, smo v večjem cestnem predoru preverili še slabljenje v odvisnosti od prečnega premika sprejemnika oziroma oddajnika v predoru. Ponazorili smo tudi dejanske razmere, saj smo analizirali razširjanje radijskega signala v primeru nastanka izrednega dogodka, ko je v predoru prisotnih več vozil oziroma vlakov. Izračune smo izvedli s programom *WinProp* družbe *AWE Communications*.

### 7.1 Simulacijsko orodje WinProp

Simulacijsko orodje WinProp je glavni produkt družbe AWE Communications, ki je nastala kot »spin off« Instituta za radiofrekvenčne tehnologije Univerze v Stuttgartu. Družba se že od začetka ukvarja z razvojem programske opreme za modeliranje razširjanja radijskega signala in načrtovanje radijskih omrežij. Na voljo imajo zelo širok nabor orodij za različna okolja razširjanja in za vse pomembne radijske vmesnike. Poleg tega so na voljo tudi orodja za simuliranje prometa in pretvarjanje podatkovnih zbirk zgradb in antenskih diagramov v ustrezno obliko.

Orodje WinProp je sestavljeno iz štirih osnovnih programov, to so:

- PropMan – program za načrtovanje radijskih omrežij in za izračun slabljenja radijskega signala med oddajnikom in sprejemnikom;
- WallMan – program za načrtovanje in urejanje okolja razširjanja (zgradb in notranjosti zgradb);
- TuMan – program za načrtovanje predorov;
- AMan – program za načrtovanje in urejanje antenskih diagramov.

V programu PropMan so implementirani različni deterministični (žarkovno-optični), semideterministični in empirični modeli razširjanja radijskega signala, ki se uporabljajo za izračun pokritja v odprtem in mestnem okolju, znotraj stavb in v predorih. Omogoča izračun jakosti signala, zakasnitve razpršitve, kotne razpršitve, impulzni odziv kanala itd. Osnovno orodje za izračun razširjanja je nadgrajeno z orodjem za načrtovanje omrežja.

Podpira različne brezžične radijske vmesnike, kot so GSM, UMTS, LTE, WLAN, WiMAX, TETRA in DVB-H/SH. Omogoča izračun pokritja (najmočnejšo celico, mapo celic, SINR ...) in kapacitete (interferenco, največje podatkovne hitrosti ...). Program omogoča dvo- in trirazsežni grafični prikaz rezultatov in podatkovnih zbirk, izris različnih grafov, statistične ocene (funkcijo verjetnostne gostote, kumulativna funkcijo gostote, histograme ...) itd.

Program WallMan je namenjen načrtovanju in urejanju podatkovnih zbirk mest in notranjosti stavb. Poleg osnovnih geometrijskih pripomočkov za izris različnih oblik vsebuje tudi že vnaprej vgrajene objekte (streho dvokapnico, stopnico, sobe ...). Podpira uvoz podatkovnih zbirk različnih formatov (MapInfo, ArcView, DXF, DWG, STL, NAS ...). Vsakemu posameznemu objektu omogoča določitev frekvenčno odvisnih električnih lastnosti materialov, ki so shranjene v podatkovni zbirki materialov. Za popolnejši prikaz realnih dinamičnih okolij je mogoče posameznim objektom določiti tudi časovno spreminjajoče se gibanje. Že v programu WallMan je treba izbrati model razširjanja radijskega signala, saj je to potreben podatek za vnaprejšnjo pripravo vhodne datoteke programa PropMan.

## 7.2 Potek simulacij

Celoten postopek izračuna poteka slabljenja radijskega signala vzdolž predora s programom WinProp je sestavljen iz treh korakov:

- načrtovanja osnovnega okolja razširjanja (predora);
- vključitve dodatnih objektov in vnaprejšnje obdelave podatkovne zbirke;
- izračuna slabljenja radijskega signala.

Predori so tudi z vidika modeliranja izjemno specifična okolja, saj njihovi prečni preseki, ki močno vplivajo na razširjanje radijskega signala, običajno niso pravilne oblike. Simulacijsko orodje WinProp vsebuje namenski program za načrtovanje predorov, hodnikov in postaj poljubnih prečnih oblik, dimenzij in vzdolžnih potekov, imenovan TuMan.

V programu TuMan smo izrisali zelene oblike in velikosti prečnih presekov cestnih in železniških predorov. Posameznim ploskvam oziroma stenam predorov smo izbrali ustrezne materiale s pripadajočimi elektromagnetnimi parametri. Nato smo določili ustrezne vzdolžne poteke predorov. Za potrebe nadaljnje obdelave smo predor, s predhodno ustrezno izbrano vzdolžno in prečno ločljivostjo, izvozili v formatu, ki ustreza programu WallMan.

Ustrezno izvoženo datoteko, ki vsebuje pravilno načrtovan predor, smo v programu WallMan odprli kot podatkovno zbirko notranjosti stavbe. Tu smo preverili število posameznih ploskev, uporabljene elektromagnetne lastnosti materialov, podaljšali predor na ustrezno dolžino in v skladu s simulacijskim scenarijem dodali objekte (tovornjake,

vlak). Nato smo izvedli vnaprejšnjo obdelavo podatkovne zbirke simulacijskega okolja. Na podlagi izbranega modela razširjanja smo določili dodatne parametre, ki vplivajo na natančnost in hitrost izračunov. Rezultati vnaprejšnje obdelave so se zapisali v datoteko, ki smo jo uporabili za izračun pokritja s programom PropMan.

Vnaprej pripravljeno podatkovno zbirko okolja razširjanja smo uvozili v program PropMan. Tu smo določili mapo za izhodne podatke, omejili območje računanja, izbrali zelene parametre razširjanja (izgubo poti, jakost signala, zakasnitev razpršitve), določili položaj oddajnika, vrsto uporabljene antene, moč oddajnika in nosilno frekvenco. Potrdili oziroma izbrali smo tudi model za izračun razširjanja radijskega signala in določili parametre izbranega modela.

Za izračun izgube poti vzdolž predorov smo v programu WinProp uporabili napredni deterministični pristop, ki temelji na tehnikah sledenja žarka. Pristop omogoča natančnejše upoštevanje vplivov okolja na parametre razširjanja in hkratni izračun več različnih parametrov razširjanja. Uporabljeni simulacijski model, ki se razlikuje od standardnega časovno potratnega modela sledenja žarka, ki temelji na določanju vseh možnih poti žarkov, se imenuje napredno sledenje žarka (angl. Intelligent Ray Tracing – IRT). Pristop je pospešitev standardnega žarkovnega modela, saj ohranja njegove prednosti in izloča poglobitve slabosti. Temelji na enkratni vnaprejšnji obdelavi podatkovne zbirke simulacijskega okolja. Stene zgradb so razdeljene na kvadratne ploskve (angl. tilts), stičišča pa na segmente. Vse vidne povezave med kvadratnimi ploskvami, segmenti in točkami sprejema v podatkovni zbirki, ki so pri predikciji potrebne za določitev poti razširjanja žarka, so neodvisne od položaja oddajnika, zato so vnaprej izračunane v programu WallMan. Natančnost in kompleksnost izračuna sta odvisni od velikosti izbranih segmentov, kvadratnih ploskev, ločljivosti mreže sprejemnikov, velikosti računane območja in parametra zmanjšanja ločljivosti računane območja. Tako pripravljena podatkovna zbirka, ki vsebuje vse podatke o okolju razširjanja in informacije o vidljivosti med posameznimi elementi, je v primeru uporabe pristopa IRT vhodni podatek programa PropMan. V primerjavi s standardnim modelom sledenja žarka občutno skrajšuje čas računanja, saj dodatno izračuna le vidljivosti prvega nivoja (oddajnik – ovira). Izbira poti razširjanja se od standardnega modela sledenja žarka ne razlikuje, torej je natančnost obeh modelov popolnoma primerljiva. Pred začetkom izračunavanja slabljenja radijskega signala na vnaprej določenem območju določimo še število posameznih interakcij žarka z ovirami, največje število upoštevanih poti žarkov na posamezni slikovni element, maksimalno slabljenje žarka in način upoštevanja vpliva slabljenja posameznih ploskev predora in ovir v njem.

Simulacijsko orodje WinProp ima nekatere omejitve, ki so povezane z natančnostjo podatkovne zbirke okolja razširjanja in z implementiranimi modeli sledenja žarka. Program WallMan uporablja največ 2 GB delovnega spomina. Velikost delovnega spomina ter čas izračuna določata ločljivost mreže sprejemnikov in število elementov

okolja razširjanja, med katerimi je treba izvesti teste vidljivosti. Število elementov določa velikost analiziranega okolja ter velikost segmentov in kvadratnih ploskev. Zaradi kompleksnosti prečnih presekov predorov in dolžine predorov znaša ločljivost mreže sprejemnikov 1 m, velikost segmentov in kvadratnih ploskev pa 5 m, kar je več od priporočenega (2 m). Vpliv velikosti elementov smo preverili v predorih dolžine 300 m. Ugotovili smo, da segmenti in kvadratne ploskve velikosti 5 m v primerjavi z manjšimi velikostmi 2 m zanemarljivo zmanjšujejo natančnost izračunov.

Na natančnost izračunov slabljenja radijskega signala vpliva tudi omejeno število interakcij žarkov z oviro uporabljenega žarkovnega modela. Število odbojev posameznega žarka je omejeno na šest, lomov na štiri in uklonov na dva. Največje skupno število odbojev in uklonov enega žarka je šest. Kljub omejenemu številu interakcij je vgrajeni žarkovni model na krajših razdaljah dovolj precizen. Vprašljiva pa je njegova natančnost oziroma veljavnost, predvsem pri veliki oddaljenosti sprejemnika od oddajnika, kakršna je v dolgih ravnih cestnih in železniških predorih. V takih primerih so pomembni ustrezna izbira števila upoštevanih poti žarkov na posamezen slikovni element (20), maksimalno slabljenje žarka (200 dB) ter razlika med najmočnejšim in najšibkejšim žarkom na enem slikovnem elementu (100 dB).

Uporabljeno simulacijsko orodje z deloma poenostavljeno podatkovno zbirko okolja razširjanja in z omejenim žarkovnim modelom z ustrezno nastavljenimi parametri je dovolj natančno za potrditev predlaganega empiričnega modela slabljenja radijskega signala s štirimi nagibi in določitev splošnega poteka slabljenja radijskega signala različnih frekvenc v cestnih in železniških predorih različnih prečnih oblik in dimenzij.

## 7.3 Simulacijski scenariji

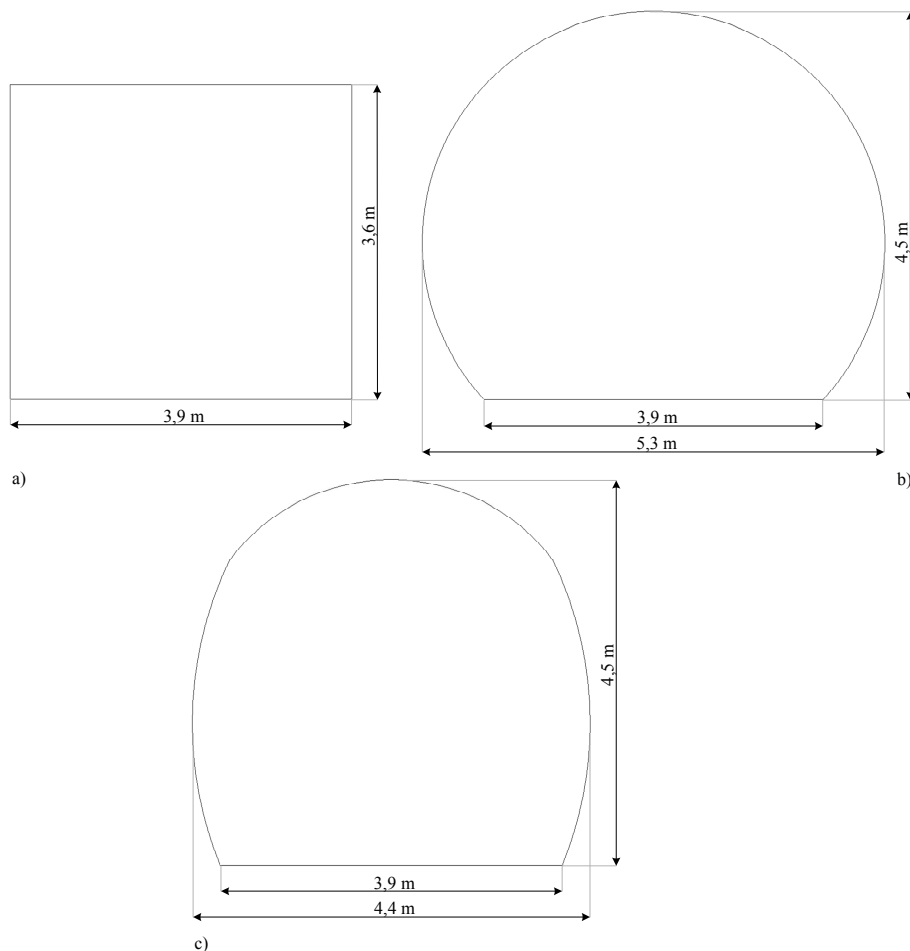
Simulacije razširjanja radijskega signala smo izvedli v ravnih predorih različnih prečnih oblik in dimenzij. Prva skupina izračunov vsebuje analizo predorov manjših prečnih dimenzij, ki so značilne za enotirne železniške predore. Drugo skupino simulacij smo izpeljali v simulacijskem okolju, ki ustreza dimenzijam in oblikam standardnih cestnih predorov z dvema voznima pasovoma.

### 7.3.1 Železniški predor

Vpliv oblike predora manjših prečnih dimenzij na razširjanje radijskega signala smo preverili z izračuni v treh predorih različnih prečnih presekov. Osnovno ovalno obliko predora prikazuje slika 34 b. Njegovi višina in širina tal ustrezata prečnim dimenzijam železniškega predora, v katerem smo izvajali meritve jakosti radijskega signala (slika 11). V ovalni prečni presek smo včrtali kvadratni prečni presek predora višine 3,6 m in širine 3,9 m, ki ga prikazuje slika 34 a. Modelirali smo tudi dejansko obliko starega železniškega predora Strunjan–Portorož. Njegovo obliko in prečne dimenzije prikazuje slika 34 c. Za ustrezno analizo štirih značilnih območij predlaganega empiričnega modela

razširjanja radijskega signala v predorih smo dolžino posameznih predorov nastavili na 2000 m.

Za čim bolj realistične rezultate smo določili električne lastnosti materialov. Stene dejanskega predora so kamnite, tla pa asfaltna. V simulacijskih scenarijih smo uporabili vrednosti za beton, ki je običajno uporabljen material v novejših predorih. Vrednost prevodnosti smo nastavili na  $\sigma = 0,016 \text{ S/m}$ , relativno dielektričnost pa na  $\epsilon_r = 7$ .



Slika 34: Prečni preseki železniških predorov: a) pravokotni, b) ovalni, c) presek predora Strunjan–Portorož

Oddajnik z oddajno močjo 30 dBm in izotropno anteno smo namestili na sredino predora (1,95 m od roba tal predora) 10 m od vhoda v predor na višini 1,5 m. Jakost radijskega signala smo izračunali po celotni površini predorov na višini 1,5 m nad tlemi z ločljivostjo 1 m. Zaradi razmeroma majhne širine predorov smo natančneje analizirali poteke slabljenja radijskega signala le vzdolž sredine predorov.

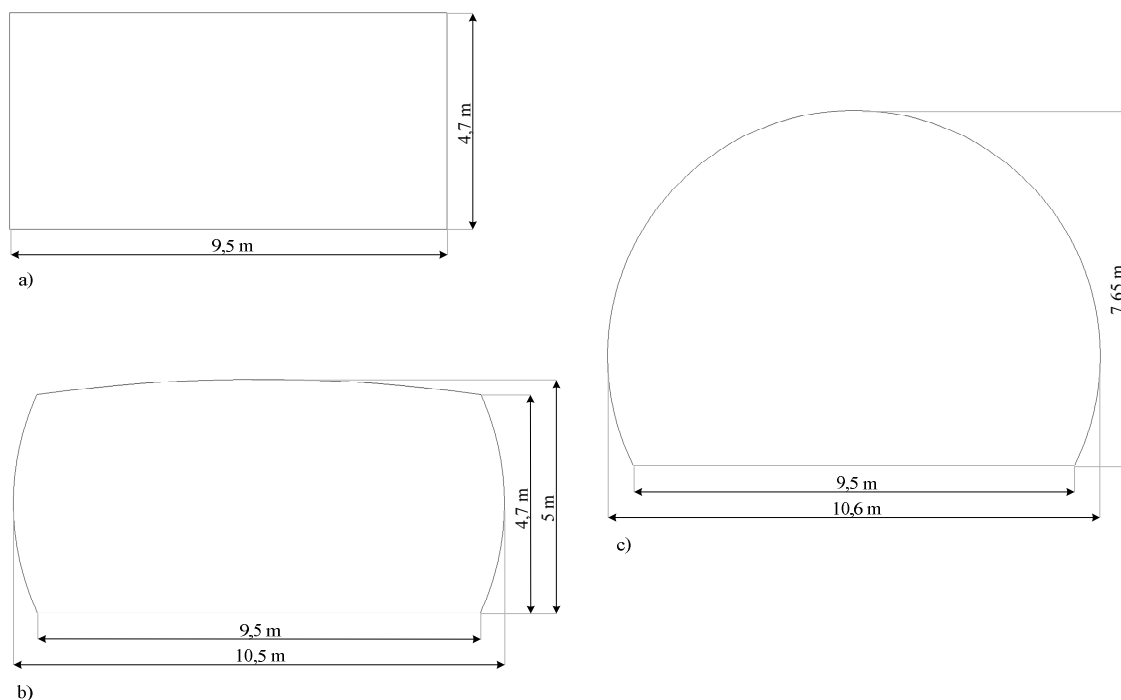
V starem železniškem predoru Strunjan–Portorož smo izvedli več serij meritev pri štirih različnih nosilnih frekvencah signala. Zato smo tudi za vsako posamezno obliko prečnega preseka naredili izračune izgube poti signala vzdolž predora za frekvence 400, 900, 2400 in 3500 MHz.

Pri nastanku izrednih situacij predori običajno niso prazni. Ovire v predoru močno

vplivajo na potek razširjanja radijskega signala in doseg komunikacije. Za ponazoritev dejanskih razmer smo v valovodni del predora s prečnim presekom, ki ga prikazuje slika 34 c, na razdalji 240 m od oddajnika dodali oviro. Nameščena kovinska prepreka dolžine 250 m, ki ponazarja vlak, je široka 2,5 in visoka 2,8 m. Relativno dielektričnost kovinske ovire smo nastavili na  $\epsilon_r = 1$ , prevodnost pa na  $\sigma = 2222 \text{ S/m}$ . Analizirali smo vpliv ovire na razširjanje radijskega signala frekvence 400 MHz.

### 7.3.2 Cestni predor

Potek slabljenja radijskega signala in doseg komunikacije smo simulirali tudi v predorih, ki po obliki in velikosti prečnega preseka ustrezajo tipičnim cestnim predorom z dvema prometnima pasovoma. Modelirali smo tri različne oblike predora, ki jih prikazuje slika 35. Širina tal vseh treh predorov znaša 9,5 m. Prečni presek referenčnega pravokotnega predora prikazuje slika 35 a. Višina predora, ki je 4,7 m, je določena z včrtanjem pravokotnega preseka v ovalni presek predora na sliki 35 c. Maksimalna višina ovalnega predora, ki predstavlja značilen novejši cestni predor, znaša 7,65 m. Simulacije smo izvedli tudi v predoru s prečnim presekom, ki ustreza predoru Karavanke (slika 35 b). Dolžino predorov smo nastavili na 2000 m, kar omogoča primerno ovrednotenje predlaganega empiričnega modela razširjanja radijskega signala.



Slika 35: Prečni preseki cestnih predorov: a) pravokotni, b) predor Karavanke, c) ovalni

Vozišča in stene običajnih cestnih predorov so zgrajeni iz armiranega betona, zato smo v simulacijskih scenarijih cestnih predorov za prevodnost in relativno dielektričnost sten in tal uporabili vrednosti  $\sigma = 0,016 \text{ S/m}$  oziroma  $\epsilon_r = 7$ .

Simulacije v cestnih predorih smo izvedli za radijske signale štirih različnih frekvenc

(400 in 900 MHz ter 2,4 in 3,5 GHz). Oddajnik z izotropno anteno in oddajno močjo 30 dBm smo namestili na višino 1,5 m nad tlemi in 10 m od vhoda v predor. Jakost signala smo izračunali po celotni površini predorov na višini 1,5 m in z ločljivostjo 1 m. Zaradi širine predorov smo natančneje analizirali več različnih scenarijev, ki so se razlikovali glede na položaj oddajnika in sprejemnikov. V prvem scenariju smo oddajnik namestili na sredino prečne širine predora in analizirali potek slabljenja radijskega signala vzdolž sredinske črte predora. V drugem scenariju smo oddajnik namestili ob steni predora in analizirali potek slabljenja radijskega signala vzdolž stene in po sredini predora.

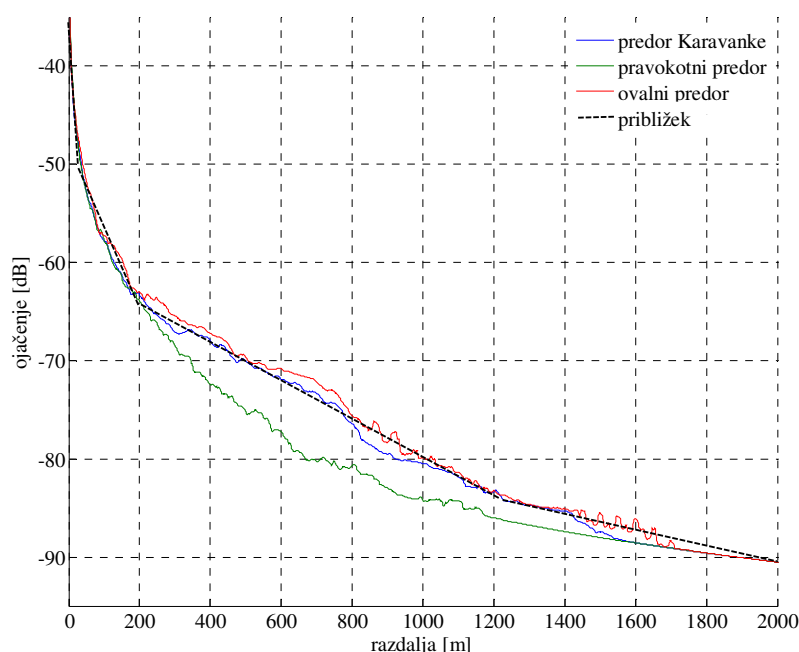
V primeru izrednih situacij so v cestnih predorih običajno različna vozila, ki vplivajo na širjenje radijskega signala profesionalnih komunikacijskih sistemov, ki jih uporabljajo enote za zaščito in reševanje. Dejanske razmere smo ponazorili z dodajanjem ovir v predor s prečnim presekom, ki ga prikazuje slika 35 b. Na razdalji 600 m od vhoda smo namestili dve prepreki, ki ponazarjata prometno nesrečo. Koloni ustavljenih vozil na prometnih pasovih smo predstavili s pravokotnimi bloki dolžine 16 m, širine 2,5 m in višine 3 m, ki so bili postavljeni na medsebojni oddaljenosti 15 m. Prva kolona je segala od začetka predora do razdalje 560 m, druga pa na nasprotnem prometnem pasu od razdalje 610 do 1500 m. Vrednosti relativne dielektričnosti in prevodnosti uporabljenih ovir smo nastavili na  $\epsilon_r = 1$  oziroma  $\sigma = 2222$  S/m. Oddajnik in sprejemnike smo namestili na sredino prečnega preseka predora. Izračune smo izvedli za frekvenco 400 MHz.

## 7.4 Rezultati simulacij in njihova analiza

Rezultate simulacij smo izvozili v besedilno datoteko in jih za namene dodatnih analiz grafično prikazali v programu Matlab. Iz potekov krivulj smo ugotavljali vpliv oblike in velikosti prečnega preseka predora, frekvence signala, položaja oddajnika in sprejemnikov ter vpliv ovir na slabljenje radijskega signala v predorih. Prikazane krivulje slabljenja smo aproksimirali z odsekoma linearnimi krivuljami in določili nagibe posameznih značilnih odsekov ter tako potrdili oziroma ovrgli veljavnost predlaganega modela razširjanja radijskega signala za različne predore in frekvence.

Vpliv oblike predora na razširjanje radijskega signala smo ugotavljali tako za manjši železniški predor kot tudi za večjega cestnega pri frekvenci 400 MHz. Slika 36 prikazuje potek slabljenja radijskega signala v cestnem predoru treh različnih prečnih dimenzij in oblik. Medtem ko so krivulje slabljenja za vse tri predore na začetnem, bližnjem in zelo oddaljenem območju zelo podobne, je slabljenje v osrednjem delu predora s pravokotnim prečnim presekom do 5 dB večje. Povečano slabljenje v tem delu pravokotnega predora je posledica površine prečnega preseka, ki je v primerjavi s predorom Karavanke oziroma z ovalnim predorom bistveno manjša. Nagib krivulje je od razdalje 500 m naprej manjši kot za druga dva predora, kar potrjuje trditev, da je faktor slabljenja za pravokotne predore na

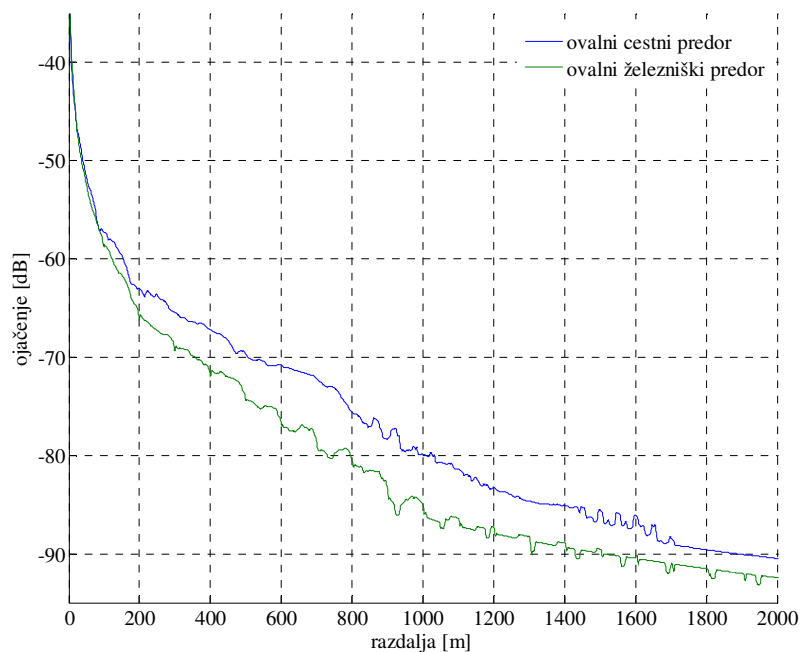
oddaljenem in zelo oddaljenem območju manjši kot za predore drugih oblik [55]. Iz potekov krivulj so razvidna štiri značilna območja razširjanja, ki so na sliki 36 aproksimirana s črno črtkano odsekoma linearno krivuljo. Položaji prelomnih točk, ki delijo razširjanje radijskega signala na območje neposredne bližine, bližnje, oddaljeno in zelo oddaljeno območje, ustrezajo prelomnim točkam, določenim na podlagi meritev v razdelku 5.3.2.1 in s predlaganim empiričnim modelom izgube poti, opisanim v razdelku 6.3. Nagib krivulje v bližnjem polju znaša 0,09 dB/m, v osrednjem delu 0,02 dB/m, na zelo oddaljenem območju pa 0,007 dB/m. Nagibi posameznih delov krivulj so nekoliko manjši od izmerjenih v predoru Karavanke, kjer so na slabljenje radijskega signala vplivali dodatni dejavniki, kot so vozila, niše, ventilatorji in podobno.



Slika 36: Poteki slabljenja radijskega signala v cestnih predorih različnih oblik,  $f = 400$  MHz

Tudi v predorih manjših prečnih dimenzij oblika zelo podobno vpliva na razširjanje radijskega signala. Rezultati simulacij za predore s prečnimi preseki, ki jih prikazuje slika 34, kažejo, da je signal najmanj slabljen v predoru s prečnim presekom, ki je podoben predoru Strunjan–Portorož. Najmočnejše slabljenje signala je v pravokotnem predoru, kar je spet posledica najmanjše ploščine prečnega preseka. Največja razlika med obema krivuljama znaša 13 dB. Razlika med njima se z oddaljenostjo zmanjšuje in znaša pri oddaljenosti 200 m le še približno 7 dB. V ovalnem predoru je potek slabljenja zelo podoben izračunanemu slabljenju v predoru Strunjan–Portorož, saj sta si nagiba krivulj slabljenja v osrednjem delu predora zelo podobna. Največja razlika med njima znaša 5 dB. Nagib osrednjega dela krivulj pri frekvenci signala 400 MHz je manjši, kot je nagib krivulj, določen z meritvami. Vzrok je predvsem v razliki med simulacijskim modelom predora in dejanskim predorom Strunjan–Portorož.

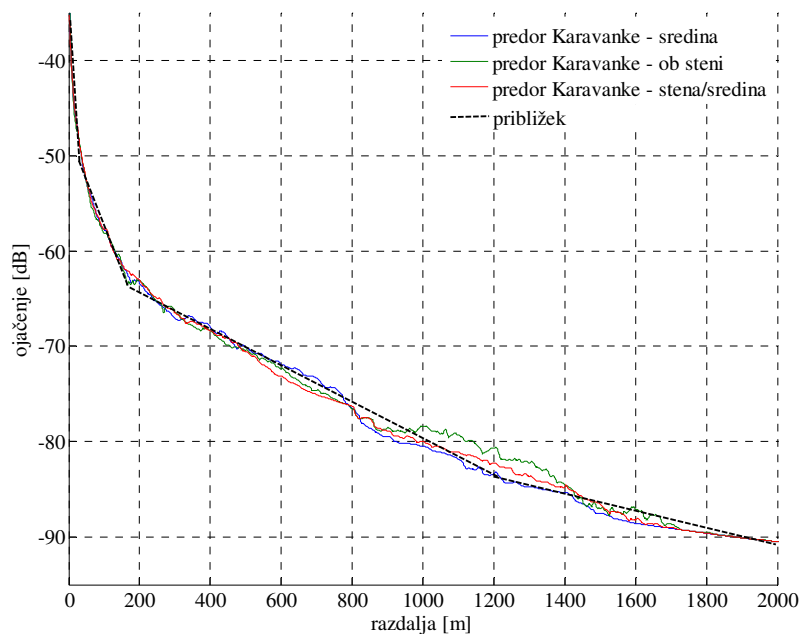
Vpliv velikosti prečnega preseka predora na slabljenje radijskega signala smo preučili s primerjavo izračunov v večjih cestnih in manjših železniških predorih pri frekvenci 400 MHz. Slika 37 prikazuje potek slabljenja signala v cestnem in železniškem predoru ovalne oblike. Poteka krivulj na prvem območju ustrežata poteku slabljenja na odprtem območju in sta enaka. Na naslednjem bližnjem območju je slabljenje v manjšem predoru že nekoliko večje. Razlika se v valovodnem delu predora še poveča. V manjšem predoru je strmina valovodnega dela krivulje slabljenja signala večja za 0,01 dB/m. Na zelo oddaljenem območju se krivulji približata, saj k jakosti sprejetega signala v tem delu prispeva predvsem neposredni žarek. Rezultati simulacij kažejo, da je valovodni učinek močnejši v predorih z večjimi dimenzijami prečnega preseka, v katerih je tudi manjše slabljenje na bližnjem območju. Ugotovitve potrjujejo rezultate meritev, zato jih tudi ustrezno upoštevamo v empiričnem modelu s štirimi nagibi.



Slika 37: Vpliv prečne dimenzije na potek slabljenja radijskega signala v predorih ovalne oblike pri frekvenci 400 MHz

V prej prikazanih in opisanih rezultatih simulacij so bili oddajniki in sprejemniki nameščeni na sredini prečnih presekov predorov. Predvsem v širših cestnih predorih lahko prečni položaj oddajnika ali sprejemnika vpliva na jakost sprejetega signala. Rezultate simulacij treh različnih scenarijev postavitev oddajnika in sprejemnikov v predoru Karavanke prikazuje slika 38. Poteka slabljenja signala se za primera, ko so oddajnik in sprejemniki ob steni predora oziroma so sprejemniki nameščeni vzdolž sredinske črte in je oddajnik ob steni predora, bistveno ne razlikujeta od poteka slabljenja za primer, ko so tako oddajnik kot tudi sprejemniki nameščeni vzdolž sredine predora. Nagibi posameznih odsekov krivulj se razlikujejo za največ 0,005 dB/m, položaji

prelomnih točk pa se s spremembo položaja oddajnika ali sprejemnikov premaknejo le za nekaj metrov. Ugotovitve veljajo tudi za druge analizirane oblike cestnih predorov. Vpliv prečnega položaja oddajnika in sprejemnikov v predoru na potek slabljenja signala vzdolž predora in na položaje prelomnih točk je razmeroma majhen. Torej je predlagani empirični model veljaven ne glede na prečni sredinski odmik oddajnika ali sprejemnika v predoru.

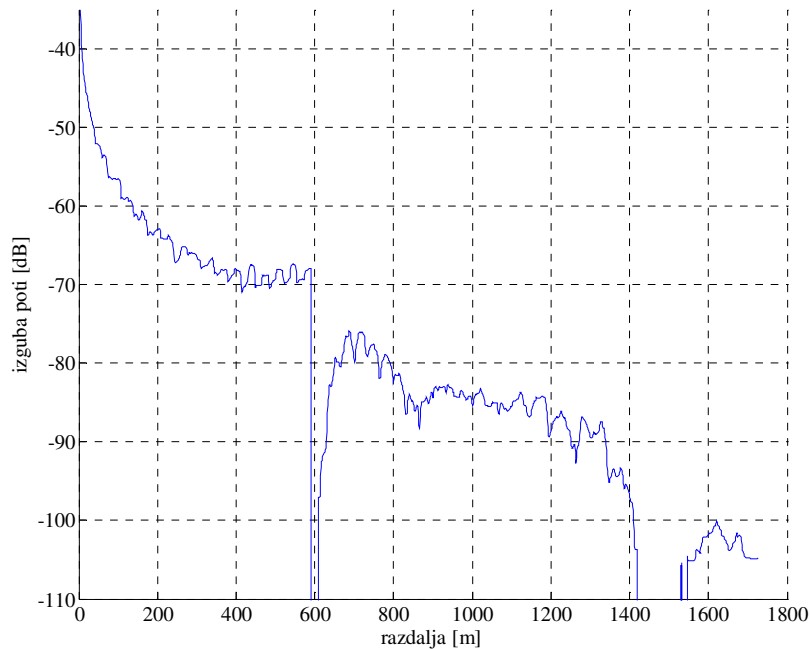


Slika 38: Vpliv položaja oddajnika in sprejemnikov na potek slabljenja radijskega signala frekvence 400 MHz v cestnih predorih

Nagib valovodnega dela predlaganega empiričnega modela je med drugim odvisen tudi od frekvence signala. Z večanjem frekvence je valovodni pojav učinkovitejši, saj se slabljenje signala zmanjšuje. Trditve smo preverili tudi s simulacijami. V večjem cestnem predoru pravokotne oblike smo izvedli štiri serije simulacij. Ugotovili smo, da je slabljenje signala v valovodnem delu največje pri frekvenci 400 MHz, ki znaša približno 0,02 dB/m. Z višanjem frekvence se slabljenje v osrednjem delu predora pričakovano zmanjšuje. Pri frekvenci 900 MHz znaša približno 0,017 dB/m, pri 2,4 GHz 0,013 dB/m in pri 3,5 GHz le še 0,01 dB/m. Podoben trend upadanja slabljenja valovodnega dela je opazen tudi v manjšem predoru, kjer so vrednosti slabljenja zaradi že prej opisane odvisnosti vpliva velikosti prečnega preseka nekoliko višje (približno 0,01 dB/m). Frekvenca signala vpliva tudi na razširjanje signala v začetnem delu in na bližnjem območju predora. Medtem ko v začetnem delu potek slabljenja sledi slabljenju v odprtem prostoru, ki z višanjem frekvence narašča, na bližnjem območju višje frekvence povzročajo manjše slabljenje signala.

Ovire v predoru pomembno vplivajo na razširjanje radijskega signala. Slika 39

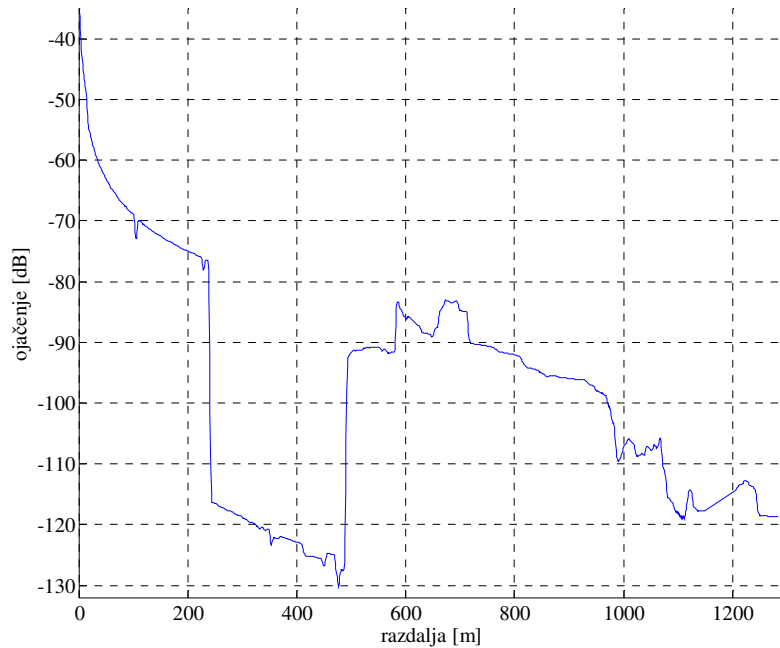
prikazuje vpliv ovir na potek slabljenja v cestnem predoru. V začetnem delu predora je potek slabljenja zelo podoben poteku slabljenja v predoru brez ovir. Na razdalji 200 m pred prečno postavljeno oviro se jakost signala začne nekoliko povečevati. Pojav je posledica konstruktivnih prispevkov odbitih žarkov od ovire. Na mestu prečno postavljene ovire, ki sega skoraj čez celotno širino predora, in neposredno za njo komunikacija ni mogoča, saj uklonjeni žarki ne dosežejo sprejemnikov neposredno za oviro. Popolna odsotnost signala neposredno za oviro je posledica pomanjkljivega simulacijskega orodja, ki pojav uklona upošteva zelo omejeno. Prečno postavljena ovira blokira širjenje neposrednega žarka, zato je jakost radijskega signala v tem delu v primerjavi s praznim predorom manjša. Odsotnost neposrednega žarka opazno skrajšuje doseg brezžične povezave.



Slika 39: Vpliv ovir na slabljenje radijskega signala v cestnem predoru

Preučili smo vpliv tipične ovire v železniškem predoru s prečnim presekom, ki ga prikazuje slika 34 c. Ker je ovira nameščena na sredini predora, smo slabljenje signala analizirali ob steni predora mimo nameščene ovire. Slika 40 prikazuje potek slabljenja signala vzdolž predora na oddaljenosti 1,55 m od sredine predora. Potek slabljenja do ovire je zelo podoben poteku v predoru brez ovire. Izjemno visoko slabljenje vzdolž 250 m dolge ovire, ki je nameščena na oddaljenosti 240 m od oddajnika, je predvsem posledica majhne razdalje med vlakom in steno predora (deluje kot zelo ozek predor), ki znaša le okoli 0,7 m, in odsotnosti neposrednega žarka, ki ga postavljen ovira blokira. Za oviro se slabljenje signala spet zmanjša, saj k jakosti sprejetega signala prispevajo odbiti in uklonjeni žarki čez vrh ovire ter žarki, ki so se širili ob obeh straneh ovire. Neposredni žarek v tem delu ni prisoten, kar vpliva na nagib krivulje slabljenja, ki je bistveno večji

kot v ekvivalentnem praznem predoru, in na opazno krajši doseg komunikacije.



Slika 40: Vpliv ovire na slabljenje radijskega signala v železniškem predoru

Izračunali smo slabljenje radijskega signala vzdolž predora za različne električne lastnosti materialov. Koeficienta relativne dielektričnosti in prevodnosti železobetona smo spreminjali v razumnih mejah ( $\epsilon_r$  med 3,5 in 8,  $\sigma$  med 0,015 in 0,2). Iz dobljenih rezultatov smo ugotovili, da se intenziteta padanja krivulj s spreminjanjem električnih lastnosti materialov spreminja le za nekaj decibelov na kilometer (do 5 dB/km) in povzroča precej manjši vpliv kot ovire in promet v predoru.

Tabela 9: Vpliv parametrov na slabljenje radijskega signala v predorih

Parametri	Vpliv na slabljenje		
	zanemarljiv	opazen	močan
Oblika predora	●		
Prečna velikost			●
Položaj oddajnika/sprejemnika	●		
Frekvenca signala			●
Lastnosti materialov		●	

Na podlagi obsežnih simulacij razširjanja radijskega signala v cestnih in železniških predorih smo preučili vpliv različnih parametrov predora in oddanega radijskega signala na slabljenje signala vzdolž predora. Posamezni parametri so skupaj z ocenjenim vplivom zbrani v tabeli 9. Izbrani vpliv *zanemarljiv* pomeni, da parameter ne povzroča opaznega vpliva na slabljenje signala vzdolž predora. V skupino *opazen* smo uvrstili parametre, ki jih lahko spreminjamo v razumnih mejah brez pomembnejšega vpliva na slabljenje signala. V skupini *močan* pa so zbrani vsi parametri, ki jih je pri analizi razširjanja radijskega signala v predoru vedno treba upoštevati.



## 8 Zaključki

Modeliranje razširjanja radijskih signalov igra pomembno vlogo pri gradnji brezžičnih komunikacijskih sistemov. Z njimi določimo število oddajnikov in njihov položaj ter izračunamo pokritost ozemlja z radijskim signalom in razpoložljivost izbrane telekomunikacijske storitve za uporabnika. Na zanesljivost načrtovanja omrežja vplivata predvsem izbira modela in pravilnost vhodnih podatkov, ki jih model uporablja. Pomembno vlogo pri izbiri modela igra tudi hitrost izračuna.

Za celične komunikacijske sisteme, kot so GSM, UMTS, WiMAX in WLAN, obstaja vrsta izkustvenih in determinističnih modelov za izračun pokritosti v mestnem in primestnem okolju ter na podeželju in v notranjosti stavb, ki se razlikujejo po hitrosti izračuna, zanesljivosti in vhodnih podatkih za izračun. V mednarodni znanstveni literaturi je na to temo nastalo več prispevkov ter tudi vrsta programskih paketov za izračun pokritja z radijskim signalom, vendar se le redki prispevki in programski paketi ukvarjajo z izračunom pokritja z radijskim signalom v predorih in dolgih koridorjih. Eden od vzrokov za to je problem izvajanja meritev v predorih. Podroben pregled prispevkov v dostopni literaturi razkrije, da avtorje zanimajo predvsem lastnosti razširjanja radijskega signala nekako do nekaj sto metrov, kolikor je predviden doseg baznih postaj v celičnih telekomunikacijskih sistemih. Tudi meritve radijskega signala so izvedene za to območje. Pričujoča doktorska disertacija predlaga preprost model slabljenja poti v predorih za telekomunikacijske sisteme, ki se uporabljajo v izrednih razmerah. Ti pa morajo imeti, v primerjavi s celičnimi telekomunikacijskimi sistemi, kar največji doseg.

### 8.1 Izvirni znanstveni dosežki

V doktorski disertaciji predlagamo model izgube poti s štirimi nagibi za dolge cestne in železniške predore, kar je glavni prispevek. Do zdaj znani empirični modeli so predlagali samo dva odsekoma linearna dela, veljavnost modelov pa je bila omejena le na nekaj sto metrov. Za model izgube poti s štirimi nagibi smo določili značilna območja, in sicer (i) odsek s slabljenjem na odprtem območju oziroma območju neposredne bližine, (ii) bližnje območje, (iii) oddaljeno območje in (iv) zelo oddaljeno območje, ter predlagali analitične izraze za izračun slabljenja radijskega signala. Izrazi upoštevajo posamezne parametre okolja, radijskega signala ter položajev oddajnikov in sprejemnikov. V neposredni bližini oddajnika je signal slabljenja podoben kot v praznem prostoru. Potek slabljenja na bližnjem območju je odvisen od parametra slabljenja, ki je za posamezne skupine predorov empirično določen, in razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Na

oddaljenem območju potek slabljenja sledi valovodnemu modelu. Na večjih oddaljenostih postanejo prispevki večkrat odbitih žarkov zanemarljivi. K jakosti sprejetega signala največ prispeva neposredni žarek, zato slabljenje v tem delu modeliramo z modelom slabljenja v odprtem prostoru.

Meje med posameznimi območji, prelomne točke, ki so drugi pomembnejši prispevek doktorske disertacije, smo določili analitično in na podlagi meritev. Prva prelomna točka, ki določa začetek bližnjega območja, je določena z velikostjo proste prve Fresnelove cone. Začetek osrednjega valovodnega dela je določen z velikostjo polja anten, saj v realnih predorih z izgubnimi dielektričnimi stenami in s prisotnimi ovirami oddajnik iz perspektive sprejemnika ni viden kot neskončno polje slikovnih izvorov. Konec valovodnega območja oziroma zadnjo prelomno točko smo določili na podlagi meritev v cestnem predoru. Vrednosti statističnega ovrednotenja nagibov posameznih odsekov predlaganega modela in računsko določenih prelomnih točk ter rezultati meritev so znotraj mej, ki so običajne za empirične modele.

Veljavnost modela smo preizkusili s simulacijami pri različnih frekvencah, oblikah predora, dimenzijah predora in lastnostih materiala, iz katerega so stene predora, kar je tretji glavni izvorni prispevek doktorske disertacije. Podrobna analiza je pokazala, da nosilna frekvenca in velikost predora močno vplivata na potek izgube poti, medtem ko je manj pomemben element prevodnost sten, tal in stropa. Zelo majhen vpliv na slabljenje signala v predoru povzroča prečni položaj oddajnika in sprejemnika.

## 8.2 Smernice za nadaljnje delo

Določanje razširjanja radijskega signala v posebnih okoljih je zelo pomembno predvsem v primeru izrednih situacij. Predlagani empirični model s štirimi nagibi, predlagan v tej disertaciji, je ustrezen za izračun slabljenja signala v dolgih ravnih cestnih predorih in na podzemnih hodnikih, vendar pa ostajajo odprte možnosti tudi za določene izboljšave.

Vrednosti faktorja slabljenja  $\alpha$  na bližnjem območju so za različne prečne preseke predorov določene na podlagi meritev in potrjene s simulacijami. V nadaljnjih raziskavah bi lahko faktor slabljenja določili računsko v odvisnosti od oblike in dimenzij predora, od frekvence signala ter od položajev oddajnika in sprejemnikov.

Mesto začetka zelo oddaljenega območja oziroma tretja prelomna točka je določena na osnovi meritev v dolgem cestnem predoru. Položaj prelomne točke smo potrdili z rezultati simulacij v predorih različnih prečnih oblik in velikosti. Za popoln empirični model bi morali določiti tudi enačbo za izračun tretje prelomne točke.

V zgrajenih predorih so prisotne določene nepravilnosti v obliki predorov (različne niše), različne stalne ovire (ventilatorji) in naključno potekajoč promet skozi, česar nismo upoštevali niti v predlaganem modelu niti v simulacijskem okolju. Predvsem v valovodnem delu, ki najbolj vpliva na pokritje in doseg komunikacije v posebnih okoljih, bi bilo smiselno dodati faktor, ki bi upošteval našete posebnosti.

Razpršitev zakasnitve v predstavljeni disertaciji ni analizirana, saj zaradi tehnologije, ki jo uporabljajo enote za zaščito in reševanje, ni bistvenega pomena. Pri razširitvi modela na širokopasovne komunikacijske tehnologije, kjer vpliva na kakovost komunikacije in kapaciteto sistema tudi potek razpršitve zakasnitve, bi bilo treba v empiričnem modelu upoštevati tudi ta faktor.



## 9 Zahvale

Pot, ki pelje do doktorske disertacije, je dolga in večkrat zelo naporna. Rad bi se zahvalil vsem, ki so mi pomagali, mi pot olajšali in polepšali.

Iskreno se zahvaljujem svojemu mentorju, prof. dr. Gorazdu Kandusu, in somentorju doc. dr. Tomažu Javorniku za usmerjanje vzdolž celotne poti, pomoč pri delu, mnoge nasvete, razumevanje in številne spodbude. Za vso pomoč pri implementaciji merilnih naprav in izvajanju meritev se zahvaljujem Denisu Škrablu. Zahvala je namenjena tudi drugim sodelavcem Odseka za komunikacijske sisteme Instituta "Jožef Stefan" za vse nasvete, diskusije in za odlično delovno vzdušje.

S spodbudami, podporo in z dobro voljo mi je pot vedno polepšala Irena, ki mi je v težkih trenutkih stala ob strani in me med celotnim študijem skušala razumeti.

Hvala vsem.



## 10 Literatura in viri

- [1] A. W. Graham, N. C. Kirkman in P. M. Paul, *Mobile radio network design in the VHF and UHF bands: a practical approach*. West Sussex, England: John Wiley & Sons Ltd, 2007.
- [2] S. R. Saunders, *Antennas and propagation for wireless communication systems*: John Wiley & Sons, 1999.
- [3] R. K. Crane, *Propagation handbook for wireless communication system design*. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2003.
- [4] K. Wesolowski, *Mobile communication systems*. West Sussex, England: John Wiley & Sons Ltd, 2002.
- [5] K. Bullington, "Radio propagation for vehicular communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-26, str. 295–308, 1977.
- [6] J. B. Andersen, T. S. Rappaport in S. Youshida, "Propagation measurement and models for wireless communications channels," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, str. 42–49, 1995.
- [7] R. Jakoby in U. Liebenow, "Modelling of radiowave propagation in microcells," presented at the Proceedings of International Conference on Antennas and Propagation, 1995.
- [8] L. B. Felsen in N. Marcuvitz, *Radiation and scattering of waves*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1973.
- [9] J. B. Keller, "Geometrical theory of diffraction," *Journal of the Optical Society of America*, vol. 52, str. 116–130, 1962.
- [10] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorious in J. A. G. Maherbe, *Introduction to the uniform geometric theory of diffraction*. Norwood: MA: Artech House, 1990.
- [11] C. Bergljung, "Diffraction of electromagnetic waves by dielectric wedges," Lund Institute of Technology, Sweden, 1994.
- [12] B. H. Fleury in P. E. Leuthold, "Radiowave propagation in mobile communications: An overview of European research," *IEEE Communications Magazine*, vol. 34, str. 70–81, 1996.
- [13] C. A. Balanis, *Advanced engineering electromagnetics*. New York: Wiley, 1989.
- [14] H. Ling, R. Chou in S. Lee, "Shooting and bouncing rays: calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity," *IEEE Transaction on Antennas Propagation*, vol. 37, str. 194–205, 1989.
- [15] S. Y. Seidel in T. S. Rappaport, "Site-specific propagation prediction for wireless in-building personal communication system design," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 45, str. 879–891, 1994.
- [16] W. Honcharenko, H. L. Bertoni, J. L. Dailing *et al.*, "Mechanisms governing UHF propagation on single floors in modern office buildings," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 41, str. 496–504, 1992.
- [17] T. S. Rappaport, G. D. Durgin in N. Patwari, "An advanced 3D ray launching method for wireless propagation prediction," presented at the IEEE 47th Vehicular Technology Conference, Phoenix AZ, 1997.
- [18] D. Didascalou, T. M. Schafer, F. Weinmann *et al.*, "Ray-density normalization for ray-optical wave propagation modeling in arbitrarily shaped tunnels," *IEEE*

- Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, str. 1316–1325, 2000.
- [19] J. W. Mckown in R. L. Hamilton, "Ray tracing as a design tool for radio networks," *IEEE Network Magazine*, vol. 5, str. 27–30, 1991.
- [20] G. E. Athanasiadou, A. R. Nix in J. P. McGeehan, "A microcellular ray-tracing propagation model and evaluation of its narrow-band and wide-band predictions," *IEEE Journal on Selected Areas Communications*, vol. 18, str. 322–335, 2000.
- [21] K. Rizk, J. F. Wagen in F. Gardiol, "Two-dimensional ray-tracing modeling for propagation prediction in microcellular environments," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 46, str. 508–517, 1997.
- [22] M. Hata, "Empirical formula for propagation loss in land mobile radio services," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 29, str. 317–325, 1980.
- [23] D. J. Cichon in T. Kurner, "Propagation prediction models, COST 231 final report., dosegljiv na: <http://www.lx.it.pt/cost231/http://www.lx.it.pt/cost231/>," 1996.
- [24] P. L. Rice, A. G. Longley, K. A. Norton *et al.*, "Tech Note 101: Transmission loss predictions for tropospheric communication circuits," *U.S. Government Printing Office, Washington, DC, NBS Tech. Note 101*, 1965, popravljen maj 1966 in januar 1967.
- [25] J. Walfisch in H. L. Bertoni, "A theoretical model of UHF propagation in urban environments," *IEEE Transaction on Antennas Propagation*, vol. 36, str. 1788–1796, 1988.
- [26] F. Ikegami, S. Yoshida, T. Takeuchi *et al.*, "Propagation factors controlling mean field strenght on urban streets," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 32, str. 822–829, 1984.
- [27] H. H. Xia in H. L. Bertoni, "Diffraction of cylindrical and plane waves by an array of absorbing half-screens," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 40, str. 170–177, 1992.
- [28] S. R. Saunders in F. R. Bonar, "Explicit multiple building diffraction attenuation function for mobile radio wave propagation," *Electronics Letters*, vol. 27, str. 1276–1277, 1991.
- [29] S. R. Saunders in F. R. Bonar, "Prediction of mobile radio wave propagation over buildings of irregular heights and spacings," *IEEE Transaction on Antennas Propagation*, vol. 42, str. 137–144, 1994.
- [30] L. E. Vogler, "An attenuation function for multiple knife-edge diffraction," *Radio Science*, vol. 17, str. 1541–1546, 1982.
- [31] A. J. Rustako, N. Amitay, G. J. Owens *et al.*, "Radio propagation at microwave frequencies for line-of-sight microcellular mobile and personal communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, str. 203–210, 1991.
- [32] H. H. Xia, H. L. Bertoni, L. R. Maciel *et al.*, "Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, str. 1439–1447, 1993.
- [33] S. Y. Seidel in T. S. Rappaport, "914 MHz path loss prediction models for indoor wireless communications in multifloor buildings," *IEEE Transaction on Antennas Propagation*, vol. 40, str. 207–217, 1992.
- [34] D. M. J. Devasirvatham, C. Banerjee, M. J. Krain *et al.*, "Multi-frequency radiowave propagation measurements in the portable radio environment," presented at the IEEE International Conference on Communications, Atlanta, GA, USA, 1990.
- [35] J. M. Keenan in A. J. Motley, "Radio coverage in buildings," *British Telecom Technology*, vol. 8, str. 19–24, 1990.
- [36] L. Barclay, *Propagation of radio waves*. London: IET, 2003.

- [37] L. Deryck, "Natural propagation of electromagnetic waves in tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-27, str. 145–150, 1978.
- [38] T. Klemenschits in E. Bonek, "Radio coverage of road tunnels at 900 and 1800 MHz by discrete antennas," in *5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Wireless Networks - Catching the Mobile Future*, 1994, str. 411–415.
- [39] Y. P. Zhang, "Novel model for propagation loss prediction in tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 52, str. 1308–1314, 2003.
- [40] Y. P. Zhang in Y. Hwang, "Characterization of UHF radio propagation channels in tunnel environments for microcellular and personal communications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 47, str. 283–296, 1998.
- [41] Y. P. Zhang in Y. Hwang, "Enhancement of rectangular tunnel waveguide model," in *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, Hong Kong, 1997, str. 197–200.
- [42] F. Li, P. Han, X. Wu *et al.*, "Research of UWB signal propagation attenuation model in coal mine," *Ubiquitous intelligence and computing*, vol. 4611, str. 819–828, 2007.
- [43] I. F. Akyildiz, Z. Sun in M. C. Vuran, "Signal propagation techniques for wireless underground communication networks," *Physical Communication*, vol. 2, str. 167–183, 2009.
- [44] J. M. Molina-Garcia-Pardo, "Modeling and understanding MIMO propagation in tunnels," *Journal of Communications*, vol. 4, str. 241–247, 2009.
- [45] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard in P. Degauque, "Propagation channel and MIMO capacity in arched tunnels," in *7th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems*, 2008, str. 1–4.
- [46] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard in P. Degauque, "Propagation in tunnels: experimental investigations and channel modeling in a wide frequency band for MIMO applications," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2009, str. 1–10, 2009.
- [47] S.-H. Chen in S.-K. Jeng, "SBR image approach for radio wave propagation in tunnels with and without traffic," *IEEE Transaction on Vehicular Technology*, vol. 45, str. 570–578, 1996.
- [48] T.-S. Wang in C.-F. Yang, "Simulations and measurements of wave propagations in curved road tunnels for signals from GSM base stations," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, str. 2577–2584, 2006.
- [49] J. Minghua, Z. Guoxin in J. Wenli, "A new model for predicting the characteristic of RF propagation in rectangular tunnel," in *4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2008, str. 1–4.
- [50] M. H. Kermani in M. Kamarei, "A ray-tracing method for predicting delay spread in tunnel environments," in *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, 2000, str. 538–542.
- [51] F. M. Pallares, F. J. P. Juan in L. Juan-Llacer, "Analysis of path loss and delay spread at 900 MHz and 2.1 GHz while entering tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 50, str. 767–776, 2001.
- [52] H. Wei, G. Zheng in M. Jia, "The measurements and simulations of millimeter wave propagation at 38 GHz in circular subway tunnels," in *China-Japan Joint Microwave Conference*, 2008, str. 51–54.
- [53] Y. Kim, M. Jung in B. Lee, "Analysis of radio wave propagation characteristics in rectangular road tunnel at 800 MHz and 2.4 GHz," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003, str. 1016–1019.
- [54] J. Chiba, T. Inaba, Y. Kuwamoto *et al.*, "Radio communication in tunnels," *IEEE*

- Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MIT-26, str. 439–443, 1978.
- [55] Z. Changsen in M. Yan, "Effects of cross section of mine tunnel on the propagation characteristics of UHF radio wave," presented at the 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory, 2006.
- [56] D. Didascalou, J. Maurer in W. Wiesbeck, "Natural wave propagation in subway tunnels at mobile communications frequencies," *IEEE 51st Vehicular Technology Conference Proceedings, VTC2000-Spring*, str. 2009–2013, 2000.
- [57] X. Yang in Y. Lu, "Propagation characteristics of millimeter wave in circular tunnels," in *7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory*, 2006, str. 1–5.
- [58] X. Yang in Y. Lu, "Research on propagation characteristics of millimeter wave in tunnels," *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 28, str. 901–909, 2007.
- [59] Y. Yamaguchi, T. Abe in T. Sekiguchi, "Radio wave propagation loss in the VHF to microwave region due to vehicles in tunnels," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 31, str. 87–91, 1989.
- [60] S. Wang, "Radio wave attenuation character in the confined environments of rectangular mine tunnel," *Modern Applied Science*, vol. 4, str. 65–70, 2010.
- [61] L. Cheng in P. Zhang, "Influence of dimension change on radio wave propagation in rectangular tunnels," in *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2009, str. 1–3.
- [62] D. Didascalou, J. Maurer in W. Wiesbeck, "Subway tunnel guided electromagnetic wave propagation at mobile communications frequencies," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, str. 1590–1596, 2001.
- [63] J. Sun, L. Cheng in L. Xiaoyang, "Influence of electrical parameters on UHF radio propagation in tunnels," in *Joint Conference of the 10th Asia-Pacific Conference on Communications and the 5th International Symposium on Multi-Dimensional Mobile Communications Proceeding, APCC/MDMC '04*, 2004, str. 436–438.
- [64] S. Wang in X. Han, "Influence of transmitter position and dielectric constant on electromagnetic waves propagation in mine tunnel," in *International Conference on MultiMedia and Information Technology*, 2008, str. 744–747.
- [65] Y. Yamaguchi, T. Honda, M. Sengoku *et al.*, "On the reduction of wave propagation loss in tunnels," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 34, str. 78–85, 1992.
- [66] Y. Huo, Z. Xu, H.-d. Zheng *et al.*, "Effect of antenna on propagation characteristics of electromagnetic waves in tunnel environments," in *Asia Pacific Conference on Postgraduate Research in Microelectronics & Electronics (PrimeAsia)*, 2009, str. 268–271.
- [67] X. Han, S. Wang, T. Fang *et al.*, "Propagation character of electromagnetic wave of the different transmitter position in mine tunnel," in *International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing*, 2009, str. 530–533.
- [68] P. Mariage, M. Lienard in P. Degauque, "Theoretical and experimental approach of the propagation of high frequency waves in road tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, str. 75–81, 1994.
- [69] Y. P. Zhang, "Natural propagation of radio signals in confined spaces," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 23, str. 38–42, 1999.
- [70] Y. P. Zhang, G. X. Zheng in J. H. Sheng, "Radio propagation at 900 MHz in underground coal mines," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, str. 757–762, 2001.

- [71] J. S. Lamminmäki in J. J. a. Lempiäinen, "Radio propagation characteristics in curved tunnels," *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 145, str. 327–331, 1998.
- [72] Z. Sun in I. Akyildiz, "Channel modeling and analysis for wireless networks in underground mines and road tunnels," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 58, str. 1758–1768, 2010.
- [73] Z. Sun in I. F. Akyildiz, "Channel modeling of wireless networks in tunnels," in *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM 2008*, 2008, str. 1–5.
- [74] D. Dudley, M. Lienard, S. Mahmoud *et al.*, "Wireless propagation in tunnels," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 49, str. 11–26, 2007.
- [75] C. Briso-Rodriguez, J. M. Cruz in J. I. Alonso, "Measurements and modeling of distributed antenna systems in railway tunnels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, str. 2870–2879, 2007.
- [76] Y. P. Zhang, Y. Hwang, P. C. Ching *et al.*, "Characterization of UHF radio propagation channel in curved tunnels," in *Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications - PIMRC'96*, 1996, str. 798–802.
- [77] S. F. Mahmoud, "On modal propagation of high frequency electromagnetic waves in straight and curved tunnels," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2004, str. 2963–2966.
- [78] D. G. Dudley in S. F. Mahmoud, "Linear source in a circular tunnel," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, str. 2034–2047, 2006.
- [79] I. Howitt, S. Khan in J. Khan, "A mode based model for radio wave propagation in storm drain pipes," *PIERS Online*, vol. 4, 2008.
- [80] J. M. Molina-Garcia-Pardo, J. V. Rodriguez in L. Juan-Llacer, "Wide-band measurements and characterization at 2.1 GHz while entering in a small tunnel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, str. 1794–1799, 2004.
- [81] M. Moutairou, G. Y. Delisle in D. Grenier, "Experimentally assessed underground mines propagation model at high UHF frequencies.pdf," presented at the Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP, 2010.
- [82] M. Ndoh in G. Y. Delisle, "Underground mines wireless propagation modeling," in *IEEE 60th Vehicular Technology Conference - VTC2004-Fall*, 2004, str. 3584–3588.
- [83] M. Ndoh in G. Y. Delisle, "Propagation characteristics for modern wireless system networks in underground mine galleries," in *First International Workshop on Wireless Communication in Underground and Confined Area*, Val d'Or, QC, Canada, 2005, str. 129–132.
- [84] M. Ndoh, G. Y. Delisle in R. Le, "A novel approach to propagation prediction in confined and diffracting rough surfaces," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 16, str. 535–555, 2003.
- [85] E. Masson, "Radio wave propagation in arched cross section tunnels - simulations and measurements," *Journal of Communications*, vol. 40, str. 276–283, 2009.
- [86] D. L. Didascalou, "Ray-optical wave propagation modelling in arbitrarily shaped tunnels," Institut für Höchstfrequenztechnik und Elektronik, Universität Karlsruhe, Karlsruhe 2000.
- [87] D. J. Cichon, T. Zwick in W. Wiesbeck, "Ray optical modeling of wireless communications in high-speed railway tunnels," in *Proceedings of Vehicular Technology Conference*, 1996, str. 546–550.
- [88] L. Subrt in P. Pechac, "A 3D model for wideband propagation predictions in tunnels," in *3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP*

- 2009., 2009, str. 2253–2256.
- [89] M. Nilsson, J. Slettenmark in C. Beckman, "Wave propagation in curved road tunnels," presented at the IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998.
- [90] S. Betrencourt, M. Lienard, P. Degauque *et al.*, "Mobile communication in road tunnels: influence of the traffic conditions on the channel characteristics," presented at the 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, MeleCon 2000, 2000.
- [91] R. He, Z. Zhong, B. Ai *et al.*, "Broadband channel measurements and modeling at 2.4 GHz in subway tunnels," *Not published yet*, str. 4–9, 2010.
- [92] B. Taha-Ahmed, M. Calvo-Ramon in L. De Haro-Arict, "WCDMA uplink capacity of a long tunnel cigar-shaped microcells for underground train service," *International Journal of Wireless Information Networks*, vol. 15, str. 90–97, 2008.
- [93] J. Alonso, B. Izquierdo in J. Romeu, "Break point analysis and modelling in subway tunnels," presented at the 3rd European Conference on Antennas and Propagation, EuCAP 2009, 2009.
- [94] J. Alonso, B. Izquierdo in J. Romeu, "Break point estimation in train tunnels," *Comparative and General Pharmacology*.
- [95] D. G. Dudley, "System identification for wireless propagation channels in tunnels," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, str. 2400–2405, 2005.
- [96] M. Ndoh, G. Y. Delisle in R. Le, "An approach to propagation prediction in a complex mine environment," in *17th International Conference on Applied Electromagnetics and Communications, ICECom 2003.*, Dubrovnik, Croatia, 2003, str. 237–240.
- [97] ETSI, "ETR 300-3 ed 1 (2000-2), Terrestrial trunked radio (TETRA); Voice plus data; Designers' guide; Part3: Direct Mode Operation (DMO)," ed, 2000.
- [98] M. Smolnikar, A. Hrovat, M. Mohorčič *et al.*, "Telemetry and telecontrol over TETRA network = Daljinsko merjenje in upravljanje preko omrežja TETRA," *Informacije MIDEEM*, vol. 38, str. 61–68, 2008.
- [99] G. Kandus, A. Hrovat, I. Ozimek *et al.*, "Telemetry services over TETRA network for disaster management," *WSEAS Transaction on Communications*, vol. 6, str. 451–456, 2007.
- [100] J. Dunlop, D. Girma in J. Irvine, *Digital mobile communications and TETRA system*. New York: John Wiley & Sons, 1999.
- [101] D. Gray, *TETRA advocate's handbook, from paper promise to reality*. Cornwall: Looe (Cornwall), 2003.
- [102] A. Bacioccola, C. Cicconetti, C. Eklund *et al.*, "IEEE 802.16: History, status and future trends," *Computer Communications*, vol. 33, str. 113–123, 2010.
- [103] B. Li, Y. Qin, C. P. Low *et al.*, "A survey of mobile WiMAX," *IEEE Communications Magazine*, vol. 45, str. 70–75, 2007.
- [104] V. Genc, S. Murphy, Y. Yu *et al.*, "IEEE 802.16j relay-based wireless access networks: an overview," *IEEE Wireless Communications*, vol. 15, str. 56–63, 2008.
- [105] S. W. Peters in R. W. Heath, "The future of WiMAX: multihop relaying with IEEE 802.16j," *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, str. 104–111, 2009.
- [106] A. Ganz, Z. Ganz in K. Wongthavarawat, *Multimedia wireless networks: technologies, standards, and QoS*. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2003.
- [107] M. Gast, *802.11 wireless networks: the definitive guide*. Sebastopol: O'Reilly & Associates, Inc., 2002.
- [108] B. P. Crow, I. Widjaja, J. G. Kim *et al.*, "IEEE 802.11 wireless local area

- networks," *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, str. 116–126, 1997.
- [109] C. Carrano, C. S. Magalhaes, D. Saade *et al.*, "IEEE 802.11s multihop MAC: a tutorial," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. PP, str. 1–16, 2010.
- [110] IEEE, "IEEE 802.15.4-2003 standard: wireless medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications for low-rate wireless personal area networks," ed, 2003.
- [111] IEEE, "Zigbee-2007 specification release 17," ed: Zigbee Alliance, 2008.
- [112] N. M. E. Association, "NMEA 0183," ed, dostop aprila 2009.
- [113] A. Hrovat, G. Kandus in T. Javornik, "Four-slope channel model for path loss prediction in tunnels at 400 MHz," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 4, str. 571–582, 2010.
- [114] B. Davis, C. Grosvenor, R. Johnk *et al.*, "Complex permittivity of planar building materials measured with an ultra-wideband free-field antenna measurement system," *Journal of Research of the National Institute of Standards and Technology*, vol. 112, str. 67–73, 2007.
- [115] A. Robert, "Dielectric permittivity of concrete between 50 MHz and 1 GHz and GPR measurements for building materials evaluation," *Journal of Applied Geophysics*, vol. 40, str. 89–94, 1998.



## Kazalo slik

Slika 1: Elementi brezžičnega komunikacijskega sistema .....	6
Slika 2: Širjenje signala po različnih poteh .....	7
Slika 3: Presih polja radijskega signala .....	8
Slika 4: Drevo sledenja žarkov za preprost dvorazsežni primer.....	17
Slika 5: Primer nastajanja slikovnih izvorov in pripadajoča osvetljena območja .....	19
Slika 6: Širjenje radijskih valov ob površini Zemlje .....	21
Slika 7: Območji širjenja signala v predorih in točka preloma .....	39
Slika 8: Izmerjeni nivo signala v cestnem predoru in model; $f = 960$ MHz, $v = 80$ km/h [38] .....	41
Slika 9: Simulacija žarkovnih modelov in modela FSL – $f = 2$ GHz .....	42
Slika 10: Topologije omrežij ZigBee .....	59
Slika 11: Shema predora Strunjan–Portorož.....	62
Slika 12: Nagib predora Strunjan–Portorož.....	62
Slika 13: Geometrija cestnega predora Karavanke, a) prečni presek, b) vzdolžni potek .....	63
Slika 14: BloksHEMA naprave za samodejno merjenje razdalje.....	65
Slika 15: Uporabniški vmesnik aplikacije za samodejno izvajanje meritev.....	66
Slika 16: Merilna shema – sistem TETRA .....	67
Slika 17: Merilna shema – sistem WiMAX.....	69
Slika 18: Merilna shema – senzorski sistem.....	70
Slika 19: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in potek odsekoma linearnega približka slabljenja poti signala, $f = 400$ MHz .....	71
Slika 20: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in odsekoma linearni približek slabljenja poti signala nosilne frekvence, $f = 868$ MHz.....	72
Slika 21: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in odsekoma linearni približek slabljenja poti signala nosilne frekvence, $f = 2,4$ GHz .....	73
Slika 22: Rezultati meritev v predoru Strunjan–Portorož in odsekoma linearni približek slabljenja poti signala nosilne frekvence, $f = 3,458$ GHz .....	74
Slika 23: Rezultati meritev na ravnem delu predora Karavanke in odsekoma linearni približek slabljenja signala – oddajnik na sredini predora 1,7 m nad tlemi, $f = 400$ MHz .....	75
Slika 24: Odsekoma linearni približek slabljenja signala v dolgem ravnem cestnem predoru .....	76
Slika 25: Rezultati meritev v ravnem delu predora Karavanke in odsekoma linearni približek slabljenja signala – oddajnik v stranski niši in sprejemnik ob steni predora 1,7 m nad tlemi, $f = 400$ MHz.....	77

Slika 26: Rezultati meritev v zavitem delu predora Karavanke in odsekoma linearni približek slabljenja signala – oddajnik na sredini predora 1,7 m nad tlemi, $f = 400$ MHz.....	78
Slika 27: Potek slabljenja žarkovnega in valovodnega modela ter modela FSL za frekvenco 400 MHz .....	82
Slika 28: Primerjava potekov slabljenja žarkovnega modela in modela TUV pri frekvenci 400 MHz .....	83
Slika 29: Odbojni koeficienti za betonske stene .....	85
Slika 30: Število anten, ki pomembno prispevajo k jakosti sprejetega signala.....	86
Slika 31: Vpliv ovir na razširjanje radijskega signala v cestnem predoru .....	87
Slika 32: Razdalja, pri kateri se začne valovodni mehanizem razširjanja .....	88
Slika 33: Izračunana izguba poti za pravokotni predor z betonskimi stenami.....	90
Slika 34: Prečni preseki železniških predorov: a) pravokotni, b) ovalni, c) presek predora Strunjan–Portorož.....	97
Slika 35: Prečni preseki cestnih predorov: a) pravokotni, b) predor Karavanke, c) ovalni .....	98
Slika 36: Poteki slabljenja radijskega signala v cestnih predorih različnih oblik, $f = 400$ MHz .....	100
Slika 37: Vpliv prečne dimenzije na potek slabljenja radijskega signala v predorih ovalne oblike pri frekvenci 400 MHz .....	101
Slika 38: Vpliv položaja oddajnika in sprejemnikov na potek slabljenja radijskega signala frekvence 400 MHz v cestnih predorih .....	102
Slika 39: Vpliv ovir na slabljenje radijskega signala v cestnem predoru.....	103
Slika 40: Vpliv ovire na slabljenje radijskega signala v železniškem predoru .....	104

## Kazalo tabel

Tabela 1: Efektivne odprtine anten.....	10
Tabela 2: Izmerjene vrednosti slabljenja znotraj stavb za frekvence med 450 in 470 MHz.....	27
Tabela 3: Enaindvajset rodov, razvrščenih po naraščajoči vrednosti slabljenja; $f = 1 \text{ GHz}$ , $a = 2 \text{ m}$ , $\epsilon_r = 12$ [74] .....	36
Tabela 4: Možni načini komunikacije v okviru standarda IEEE 802.16-2004.....	51
Tabela 5: Ocenitev natančnosti modela za železniški predor.....	90
Tabela 6: Ocenitev natančnosti modela za cestni predor.....	91
Tabela 7: Srednje vrednosti in standardna deviacija prelomnih točk za cestni predor.....	91
Tabela 8: Srednje vrednosti in standardna deviacija odsekov izgube poti za cestni predor .....	91
Tabela 9: Vpliv parametrov na slabljenje radijskega signala v predorih.....	104