



















# Tabele

<i>Tabela 3.1: Hitrosti prenosa podatkov pri podatkovnih storitvah vodovne zvrsti .....</i>	<i>10</i>
<i>Tabela 4.1: Efektivne odprtine anten .....</i>	<i>26</i>
<i>Tabela 4.2: Izmerjene vrednosti slabljenja znotraj stavb.....</i>	<i>54</i>
<i>Tabela 6.1: Največji nivoji moči v sosednjih kanalih in meje širokopasovnega šuma.....</i>	<i>81</i>

## Seznam uporabljenih kratic in simbolov

<b>3G</b>	3rd Generation Wireless	brežžični sistemi tretje generacije
<b>ACELP</b>	Algebraic Code-Excited Linear Predictive Coding	algebraično kodno vzbujano linearno napovedno kodiranje
<b>ACP</b>	Adjacent Channel Power	moč v sosednjem kanalu
<b>AVL</b>	Automatic Vehicle Location	avtomatično sledenje vozila
<b>CMD</b>	Circuit Mode Data	podatkovne storitve vodovne zvrsti
<b>CONS</b>	Connection Oriented Network Service	povezavno orientirane omrežne storitve
<b>DECT</b>	Digital Enhanced Cordless Telecommunications	digitalno izboljšane brezvrvične telekomunikacije
<b>DMO</b>	Direct Mode Operation	neposredni način delovanja
<b>ERP</b>	Effective Radiated Power	efektivna oddana moč
<b>ETSI</b>	European Telecommunications Standards Institute	Evropski inštitut za telekomunikacije
<b>FDTD</b>	Finite-Difference Time-Domain	končne časovne domene
<b>FSL</b>	Free Space Loss	izgube v praznem prostoru
<b>GMSK</b>	Gaussian Minimum Shift Keying	modulacija z minimalnim frekvenčnim pomikom z Gaussovimi filtriranjem
<b>GO</b>	Geometrical Optics	geometrijska optika
<b>GPRS</b>	General Packet Radio Service	splošna paketna radijska storitev
<b>GTD</b>	Geometrical Theory of Diffraction	geometrijska teorija uklonov
<b>IE</b>	Integral Equation	integralske enačbe
<b>IP</b>	Internet Protocol	internetni protokol
<b>LAM</b>	Linear Attenuation Model	model linearnega slabljenja
<b>MWM</b>	Multi Wall Model	model večih sten
<b>PD</b>	Packet Data	paketirani podatki
<b>PO</b>	Physical Optics	fizikalna optika
<b>QPSK</b>	Quadrature Phase Shift Keying	kvadratura modulacija s faznim pomikom
<b>SBR</b>	Shooting and Bouncing Rays	pošiljanje in odbijanje žarkov
<b>SCLNS</b>	Specific Connectionless Network Service	specifične nepovezavne omrežne storitve
<b>SDS</b>	Short Data Service	storitve kratkih podatkov
<b>SDS-TL</b>	Short Data Service - Transport Layer	storitve kratkih podatkov transportnega nivoja
<b>SIM</b>	Subscriber Identification Module	modul za identifikacijo naročnika
<b>TDMA</b>	Time Division Multiple Access	časovno porazdeljeni sodostop
<b>TEDS</b>	TETRA Enhanced Data Service	TETRA izboljšane podatkovne storitve
<b>TETRA</b>	TERrestrial TRunked Radio	prizemni snopovni radio
<b>TMO</b>	Trunked Mode Operation	snopovni način delovanja
<b>TUV</b>	Technical University of Vienna	tehnična univerza Dunaj
<b>UHF</b>	Ultra High Frequency	ultra visoka frekvenca
<b>UMTS</b>	Universal Mobile Telecommunication System	univerzalni mobilni telekomunikacijski sistem
<b>UTD</b>	Uniform Theory of Diffraction	enolična teorija uklonov
<b>VHF</b>	Very High Frequency	zelo visoka frekvenca

<b>WAP</b>	Wireless Application Protocol	brežični aplikacijski protokol
<b>WIM</b>	Walfisch Ikegami Model	model Walfisch Ikegami



# 1. Povzetek

V magistrskem delu smo obravnavali motnje med sosednjimi kanali v sistemu TETRA (TErrestrial Trunked Radio) pri neposrednem načinu delovanja (DMO - Direct Mode Operation). Za analizo motenj v tipičnih okoljih uporabe profesionalnih komunikacijskih sistemov v načinu delovanja DMO kot so odprti prostor, zgradbe in predori, smo uporabili izkustvene in deterministične modele razširjanja radijskega signala. Medtem, ko obstaja vrsta modelov razširjanja radijskega signala za odprti prostor in v notranjosti zgradb, je razširjanje radijskega signala v dolgih cestnih in železniških predorih še dokaj neraziskano, zato smo na osnovi rezultatov meritev nivoja radijskega signala in simulacij razširjanja radijskega signala v predorih, predlagali izkustveni model razširjanja radijskega signala v predorih za frekvenčno območje 400 MHz. S predlaganim modelom in modeli znanimi iz literature smo določili domet zveze DMO in analizirali motnje med posameznimi skupinami v načinu delovanja DMO za tipična okolja.

Magistrsko delo začnemo s krajšim pregledom sistema profesionalnih digitalnih mobilnih komunikacij TETRA. Poleg osnovnega snopovnega načina delovanja sistema TETRA (TMO – Trunked Mode Operation), podrobno opišemo neposredni načina delovanja (DMO), ki omogoča komunikacijo med terminali TETRA neodvisno od snopovnega načina delovanja. V magistrskem delu smo analizo motenj omejili le na način delovanja DMO, kjer je za razliko od celičnega načina TMO analiza motenj med sosednjimi kanali še ni dobro raziskana.

Za oceno motenj med sosednjimi kanali potrebujemo modele radijskega kanala oziroma modele izgube poti, zato smo se v nadaljevanju magistrskega dela posvetili izbiri modelov izgube poti za DMO način delovanja. Za VHF frekvenčno področje poznamo vrsto izkustvenih modelov radijskega kanala, ki so namenjeni analizi razširjanja radijskega signala v mestu, predmestju, na podeželju in v notranjosti posameznih stavb, vendar le ti ne ustrezajo neposrednem načinu delovanja. Standard sicer priporoča uporabo nekaj modelov za izračun slabljenja radijskega signala in analizo motenj (razširjenje v praznem prostoru, model Bacon in model CEPT SE21), vendar le ti niso primerni za uporabo v zahtevnih okoljih kot so notranjost stavb, ruševine in predori. Deterministični modeli so neuporabni, saj so časovno potratni in zahtevajo natančno poznavanje okolja razširjanja, ki pa se lahko v času operacije močno spremeni, tako geometrija kot tudi elektromagnetne lastnosti materialov. Na podlagi meritev nivoja radijskega signala smo ugotovili, da hitri oceni pokritja signala na odprtem prostoru ustreza dvo-žarkovni model izgube poti, v ruševinah in notranjosti stavb pa lahko

uporabimo model več-sten. Za razširjanje radijskega signala v predorih, pa v literaturi nismo našli ustreznega modela, zato smo na podlagi meritev v dolgih cestnih predorih razvili lastni model.

Za določitev poteka slabljenja radijskega signala TETRA v predorih smo izvedli meritve v predoru Izola-Portorož in v predoru Karavanke. Z analizo rezultatov meritev, smo ugotovili, da izgubo poti kot funkcijo razdalje lahko predstavimo s funkcijo sestavljeno iz treh odsekov: bližnjega, daljnega in zelo oddaljenega. V bližnjem polju jakost signala upada podobno kot v praznem prostoru. V daljnem polju nivo signala upada podobno kot v valovodu, medtem ko v zelo oddaljenem polju potek slabljenja ustreza slabljenju dvo-žarkovnega modela. Točke preloma krivulj so določene kot sečišča omenjenih krivulj. Zaradi majhnih razdalj smo odseke lahko aproksimirali z linearnimi odseki. V arkadnem predoru Izola-Portorož smo ugotovili, da je zaradi dolžine predora krivulja izgube poti sestavljena le iz dveh odsekov. Prvi del krivulje do prelomne točke na oddaljenosti približno 5 m strmo pada, nakar se strmina padanja zmanjša in znaša približno 0,13 dB/m. V ravnem delu predora Karavanke ima odsekoma linearna funkcija izgube poti tri značilne odseke. V osrednjem delu, kjer je pojav valovoda najizrazitejši, znaša strmina padanja 0,025 dB/m. Na osnovi meritev v zavitem delu pa smo ugotovili padanje krivulje izgube poti s faktorjem 0,075 dB/m, kar pomeni, da je tudi domet zveze bistveno krajši. Veljavnost predlaganega modela smo dokazali tudi s simulacijami, ki so temeljile na pristopu sledenja žarkov. Iz rezultatov simulacij smo ugotovili, da model omogoča izračun slabljenja radijskega signala v predoru z zadovoljivo natančnostjo in je primeren za izračun dosega zveze DMO in analizo motenj med terminali v predorih.

Z analizo motenj sosednjih kanalov v sistemu TETRA pri neposrednem načinu delovanja smo določili priporočila za dodeljevanje frekvenc posameznim skupinam in obnašanje uporabnikov v načinu delovanja DMO. Rezultati analize motenj za značilna okolja uporabe neposrednega načina TETRA kažejo, da pri večjemu številu aktivnih skupin DMO doseg zanesljive zveze omejujejo predvsem motnje med uporabniki različnih skupin. Dominanten vpliv motenje sosednjih kanalov je opazen predvsem v okoljih z velikim slabljenjem koristnega signala in majhnim slabljenjem motnje. Na primer v notranjosti stavb, če komunikacija poteka med terminaloma v različnih prostorih, kjer vmesne stene povzročajo visoko slabljenje signala, motilec pa se nahaja v istem prostoru kot sprejemnik, je nivo motilnega signala na mestu sprejemnika visok.

**Ključne besede:** sistem TETRA, način DMO, modeli razširjanja, analiza motenj

## **Abstract**

In this master thesis the interferences between adjacent channels in direct mode operation (DMO) of TETRA system (Terrestrial Trunked Radio) are discussed. The co-channel interference is analyzed in typical environments for application of professional communication systems in direct mode operation such as open space, buildings and tunnels, using empirical and deterministic radio signal propagation prediction models. While there exists quite a few channel models for outdoor and indoor radio propagation, the propagation of radio signal in long road and railway tunnels is relatively uninvestigated field. Therefore, based on measurement campaigns and simulations of the radio signal propagation inside the tunnels using deterministic approach, the empirical model for the radio signal propagation inside the tunnels for the 400 MHz frequency band is proposed. The signal strength in the DMO operation is calculated applying proposed tunnel channel model and known indoor and outdoor channel models and based on received signal strength the interference between individual groups in DMO mode of operation for typical environments is analyzed.

The master thesis starts with the overview of the professional digital mobile communication system TETRA. Both modes of operation namely trunked mode operation (TMO) of the TETRA system and in particular the direct mode operation (DMO), which enables communication between terminals TETRA without the assistance of the trunked mode infrastructure, are described. The analysis of interference is limited only on DMO mode where, in the contrary to cellular TMO mode, interferences analyze between adjacent channels is not investigated yet.

The radio channel models and path loss models are needed for the estimation of interference between adjacent channels. Therefore, the next section of the master thesis is dedicated to the selection of the path loss models for the DMO mode. Several empirical radio channel models for the VHF frequency band designed for radio signal propagation prediction in urban, suburban, rural areas and indoor propagation are known, but they are not suitable for the DMO mode. Standard recommends few models for the radio signal attenuation calculation and interference analyses (free space propagation, Bacon model and CEPT SE21 model), but they are not appropriate for the use in difficult environments like tunnels, inside buildings and ruins. On the other hand, the deterministic channel models are relatively useless because their application is time consuming and they need accurate knowledge of the propagation environment like geometry and materials electromagnetic properties which can be modified significantly during the operation. Based on measurements of the radio signal level it was

found that for quick signal coverage estimation in open area two-ray path loss model is sufficient and inside the buildings and ruins multi wall model is appropriate. Since no adequate model for the radio signal propagation prediction inside the tunnels has been found in literature, we have developed our own model, which is based on measurements in long road tunnels.

In order to determine TETRA radio signal attenuation as a function of distance between transmitter and receiver the measurement campaigns in the tunnels Izola-Portorž and Karavanke were performed. The results obtained show that the path loss as a function of distance consists of three segments namely near segment, far segment and very far segment. In near field the signal exhibits the free space loss. In far field signal level decreases like in the waveguide, while loss in very far region corresponds to the attenuation course of the two-ray model. Curves break points are defined as intersections of the previous mentioned curves. Because of the short distance the segments could be approximated with straight lines. Short length of the arched tunnel Izola-Portorž causes that the path loss curve is composed only from two sections. First part of the curve before the break point on 5 m decreases very fast, afterwards the slope of dropping diminishes to approximate 0,13 dB/m. In the straight part of the tunnel Karavanke sectional linear path loss function has three typical segments. In the central part, where the phenomenon of the waveguide is the most expressive, the slope of the function is about 0,025 dB/m. Results of the measurements taken in the curved part of the tunnel have shown that path loss curve is dropping with the factor of the 0,075 dB/m which considerably affects the range of the DMO connection. Validity of the proposed model was proven with the simulations based on the ray tracing approach. Simulation results have confirmed that the proposed model enables calculation of the radio signal attenuation inside the tunnel with the satisfying accuracy. According to the results, model is also suitable for calculating the range of the DMO communication and for interference analyzing between terminals inside the tunnels.

The analyses adjacent channel interference in TETRA DMO mode the recommendation for frequency allocations to individual groups and user behavior were determined. Results of the interference analyses for typical environments in which TETRA DMO mode is used have shown that in presence of larger number of active DMO groups range of reliable connection is restricted especially by the interference between the users of different groups. Dominant influence of adjacent channel interference is noticeable particularly in environments with high attenuation of the useful signal and low interferer attenuation. For instance, if the communication inside the building is established between terminals in different rooms, where



the middle walls cause high attenuation, and the interferer is located in the same room with the receiver, the level of the interference at the receiver is high.

**Keywords:** TETRA system, DMO mode, propagation models, interference analyze

## 2. Uvod

Radijski komunikacijski sistem TETRA je namenjen za uporabo v službah, ki potrebujejo zanesljivo radijsko komunikacijo v primerih izrednih dogodkov. Predvideni uporabniki so predvsem iz vrst vojske, policije, različnih služb za reševanje in služb za dobavo energije vode itd. Sistem mora delovati učinkovito in zanesljivo, zato je potrebno zagotoviti maksimalno pokritost terena z radijskim signalom in zadovoljivo kapaciteto sistema. Ker pa se izredne situacije ne dogajajo le na področjih, kjer je pokritost z radijskim signalom dobra, je potrebno zagotoviti komunikacijo med različnim osebjem in službami tudi na področjih z omejenim oziroma brez pokritja z radijskim signalom. Analize izrednih dogodkov kažejo, da je potrebno preučiti tudi širjenje radijskega signala in motnje med uporabniki v predorih in v notranjosti stavb.

Telekomunikacijski sistem TETRA deluje v dveh načinih delovanja in sicer v snopovnem načinu (TMO) in/ali v neposrednem načinu delovanja (DMO). V načinu TMO je radijski signal v notranjosti stavb zaradi prehoda skozi stene dodatno oslavljen. V primeru predorov pa signal vstopa v predor le skozi vhod v predor, pokritje v notranjosti predora pa je običajno zagotovljeno preko sevalnih kablov. Zaradi bližine oddajnika in sprejemnika jakost signala v načinu DMO običajno ni problematična, pač pa delovanje sistema omejujejo medsebojne motnje med terminali.

V primeru nesreče najbolj kritično okolje predstavljajo predori, saj je lahko snopovna infrastruktura, ki je prisotna v predorih, hitro uničena (požari). Zaradi lokalne omejenosti komunikacij in nezanesljivosti omrežne infrastrukture se pogosto uporablja način DMO.

Hitra in zanesljiva komunikacija med osebjem v predoru in zunanji ekipami je pogoj za usklajeno in hitro ukrepanje. V izrednih situacijah se število uporabnikov sistema močno poveča, kar posledično poveča, predvsem v načinu DMO, tudi možnost motenj med posameznimi uporabniki in skupinami. Torej je analiza razširjenja signala TETRA v predorih in vpliv medsebojnih motenj izrednega pomena.

Razširjanje radijskega signala v načinu delovanja TMO je v strokovni literaturi dobro obdelano, saj za frekvenčno področje 400 MHz obstaja vrsta modelov za izračun pokritosti terena z radijskim signalom. Za način DMO pa ni dostopnih temeljitih študij pokrivanja in analize motenj med terminali oziroma sosednimi omrežji. Poleg tega obstoječe rešitve v literaturi tudi ne obravnavajo razširjanje signala v predorih pri nižjih frekvencah in na daljših razdaljah. Večina predlaganih pristopov uporablja deterministične modele razširjanja

radijskega signala, ki pa niso primerni za uporabo v času nujnega posredovanja (časovno potratni, nepoznavanje geometrijskih in elektromagnetnih lastnosti materialov na mestu operacije). Predlagani so bili tudi empirični modeli, ki pa so bili analizirani le za višje frekvence in razmeroma kratke razdalje – do 500 m. Zato je potrebno za enostavno in učinkovito določanje dosega zveze DMO in vpliva motenj med terminali v predorih, ki delujejo v načinu DMO, razviti ustrezen empirični pristop.

Način DMO se pogosto uporablja tudi na odprtem prostoru (podeželja, avtoceste, itd.) in v notranjosti stavb. V tem primeru se za analizo motenj med terminali uporabljajo že uveljavljeni modeli izgube poti, ki, ob upoštevanju lastnosti objektov (položaj in slabljenje sten), omogočajo izračune z zadovoljivo natančnostjo.

V uvodnem poglavju so na kratko predstavljeni načini delovanja sistema TETRA in vrste motenj, ki se lahko pojavijo v načinu DMO. Nato sledi pregled osnovnih pojmov in pristopov razširjanja radijskega signala ter modelov razširjanja za različna okolja, ki smo jih razdelili glede na okolje uporabe. Zatem se podrobneje posvetimo analizi razširjanja radijskega signala TETRA v predorih. Predstavljeni so rezultati meritev in simulacij. Predlagan pa je tudi empirični model razširjanja signala za dolge ravne predore. V zadnjem, osrednjem delu magistrskega dela pa so podani rezultati analiz interference za način DMO v primeru uporabe na ravnem odprtem področju, v notranjosti stavbe oziroma v ravnem dolgem predoru.

### **3. Profesionalni sistem mobilnih komunikacij TETRA**

Novi profesionalni sistemi mobilnih komunikacij, ki se uvajajo oziroma ponekod tudi uporabljajo, temeljijo na standardu TETRA (TERrestrial Trunked Radio). TETRA je standard za digitalne snopovne radijske sisteme Evropskega instituta za telekomunikacije (ETSI - European Telecommunications Standards Institute). Telekomunikacijski sistemi TETRA naj bi zadovoljili potrebe zasebnih in javnih mobilnih radijskih profesionalnih uporabnikov ter jim omogočili učinkovite in sodobne komunikacijske in informacijske storitve. Govorne in podatkovne storitve, skupinske komunikacije in prioritetni klici v primeru oddaje nujnih sporočil omogočajo vrsto zanimivih aplikacij za policijo, vojsko, gasilce, reševalce ter za službe, ki se ukvarjajo z zaščito, varnostjo, nadzorom, vzdrževanjem in upravljanjem.

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

#### ***3.1. Osnovne tehnične značilnosti***

Sistem odlikuje učinkovita izraba radiofrekvenčnega spektra, zanesljivost in varnost pri komuniciranju. Tako kot v GSM in DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) sistemu, je bil tudi v sistemu TETRA izbran časovno porazdeljeni sodostop (TDMA - Time Division Multiple Access), ki je zelo primeren za dupleksni način. Radiofrekvenčni nosilci s po štirimi časovnimi okni so razmaknjeni za 25 kHz. Sistem TETRA je načrtovan za frekvenčno območje med 150 MHz in 900 MHz. Vsako izmed štirih časovnih oken podpira po en uporabniški kanal. Lahko pa se vsa štiri okna istega radiofrekvenčnega nosilca

uporabijo za prenos informacije do istega uporabnika, pri čimer se prenosna hitrost štirikrat poveča [Dun99, Gra03].

Medtem ko GSM in DECT sistem uporabljata GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) modulacijsko tehniko, uporablja sistem TETRA modulacijo  $\pi/4$ -QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Signal  $\pi/4$ -QPSK je frekvenčno učinkovit in omogoča enostavno detekcijo signala. Je odporen proti interferenci, zato omogoča sočasno uporabo FM sistemov v sosednjih kanalih. Omogoča tudi uporabo mobilnih terminalov do hitrosti 500 km/h. Kodiranje govora je izvedeno z ACELP kodekom (Algebraic Code-Excited Linear Predictive Coding), ki je izredno učinkovit, saj je prenosna hitrost govora v TETRA sistemu le okrog 4.6 kb/s. Pri tem omogoča kodek na sprejemni strani popolno rekonstrukcijo originalnega signala, kar prispeva k razumljivosti in prepoznavnosti govorca.

Zaščitni mehanizmi na radijskem delu poti ali na celotni poti med uporabniki omogočajo varen prenos informacije. Zaščita na radijskem vmesniku je rešena sistemsko, medtem ko je enkripcija podatkov prepuščena uporabniku.

### ***3.2. Načini delovanja sistema TETRA***

Sistem TETRA deluje v dveh osnovnih načinih delovanja [Dun99, Gra03]:

- snopovnem načinu delovanja (TMO) in
- neposrednem načinu delovanja (DMO) z uporabo različnih frekvenčnih pasov za oddajo in sprejem signala ali z uporabo istega frekvenčnega pasu za oddajo in sprejem signala.

Vsak od načinov delovanja omogoča določen nabor storitev. 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 v določenem trenutku potreba za prenos podatkov obstaja ali ne.

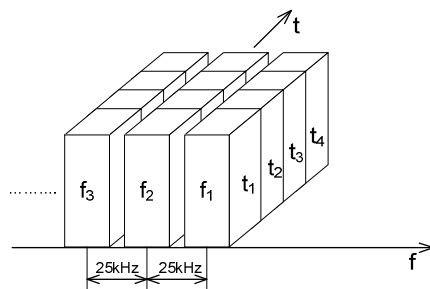
DMO način, ki ne zahteva mrežne infrastrukture, poleg prenosa govora omogoča tudi omejene podatkovne storitve. Za prenos govora ali podatkov je na voljo samo eno časovno okno.

#### **3.2.1. Snopovni način delovanja**

V snopovnem načinu delovanja sistema TETRA komunikacija med terminali poteka preko omrežne infrastrukture. Radijski terminal TETRA se neposredno povezuje samo z baznimi postajami oziroma z drugimi radijskimi terminali TETRA posredno preko 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 kratkih sporočil SDS.

Vsak nosilec v snopovnem načinu vsebuje štiri časovne reže, ki predstavljajo fizične kanale (slika 3.1). Te fizične kanale si medsebojno delijo logični kanali, ki lahko prenašajo promet ali signalizacijo.



Slika 3.1: Nosilci in fizični kanali v TETRA TMO

V snopovnem načinu so na voljo trije načini prenosa podatkov:

- podatkovne storitve vodovne zvrsti (CMD - Circuit Mode Data),
- storitve kratkih podatkovnih sporočil (SDS - Short Data Service),
- podatkovne storitve prenosa paketiranih podatkov (PD - Packet Data).

Pri vodovno komutiranem načinu prenosa podatkov se med dvema točkama vzpostavi komunikacijski podatkovni kanal. Kot prikazuje tabela 3.1, so dosežene podatkovne hitrosti odvisne od nivoja zaščite pred napakami in števila uporabljenih časovnih oken. Eni sami podatkovni povezavi so lahko 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.

zavarovanje pred napakami	hitrost prenosa [kb/s]			
	1 reža	2 reži	3 reže	4 reže
visoko	2,4	4,8	7,2	9,6
nizko	4,8	9,4	14,4	19,2
brez	7,2	14,4	21,6	28,8

Tabela 3.1: Hitrosti prenosa podatkov pri podatkovnih storitvah vodovne zvrsti

SDS je posebna storitev, ki omogoča pošiljanje kratkih sporočil enemu ali večim prejemnikom. Kratka sporočila se prenašajo po krmilnem kanalu sočasno s prenosom govora ali podatkov na prometnem kanalu. Hitrost prenosa podatkov znaša do 4,8 kb/s. 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 (Short Data Service - Transport Layer). Ta sloj je potreben za zagotavljanje medsebojne obratovalnosti različnih aplikacij.

Prenos paketiranih podatkov lahko poteka na dva načina:

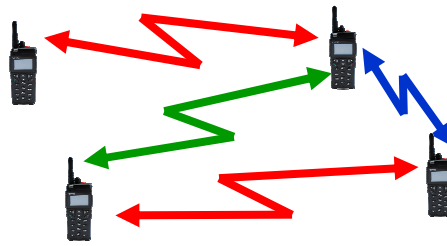
- Povezavno (Connection Oriented Network Service – CONS). V tem primeru se vzpostavi navidezna povezava med oddajnim in sprejemnim terminalom, ki je potrebna za prenos paketov podatkov po protokolu X.25.
- Nepovezavno (Specific Connectionless Network Service - SCLNS). Ta način prenosa paketiranih podatkov pošilja posamezne pakete med oddajnikom in enim ali več sprejemniki brez vzpostavitve navidezne povezave.

Hitrosti prenosa paketiranih podatkov preko protokola IP z uporabo ene časovne reže znašajo med 3 kb/s in 4 kb/s, kar zadošča za aplikacije kot so avtomatično sledenje vozil (AVL - Automatic Vehicle Location), WAP (Wireless Application Protocol) in elektronska pošta. Pri uporabi več časovnih rež hitrost prenosa za aplikacije doseže do 19 kb/s. Dosežene hitrosti omogočajo aplikacije kot so počasni video, prenos fotografij, prstnih odtisov in podobno. Vendar ima to tudi stranske učinke, saj poveča porabo moči ročnih naprav in zmanjšuje razpoložljive zmogljivosti za govorni prenos.

Kot del standarda TETRA 2 je ETSI definirala TEDS (TETRA Enhanced Data Service), ki naj bi zagotavljal teoretične podatkovne hitrosti do 691 kb/s. Za doseg bistveno višjih podatkovnih hitrosti je uporabljen širši frekvenčni spekter (do 150 kHz) in zmogljivejši modulacijski postopki.

### **3.2.2. Neposredni način delovanja DMO**

V neposrednem načinu delovanja (slika 3.2) poteka komunikacija med dvema ali več terminali TETRA neodvisno od snopovne omrežne infrastrukture. Ta način vključuje tudi funkciji repetitor (*repeater*) in vozlišče (*gateway*), ki ju lahko opravlja radijski terminal TETRA. Neposredni način delovanja je uveljavljen v klasičnih analognih profesionalnih mobilnih radijskih sistemih.



Slika 3.2: DMO način delovanja

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 področjih 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 s strani omrežja TETRA ni potrebno izvajati nikakršnega nadzora.

Standard TETRA podpira več oblik delovanja DMO in sicer:

- osnovna oblika (simpleks, back-to-back),
- dvojno opazovanje (dual watch),
- repetitor DMO omrežja,
- prehod DMO omrežja,
- prehod/repetitor DMO omrežja in
- upravljana oblika DMO (U-DMO).

V neposrednem načinu delovanja sta predvidena dva načina dodelitve frekvenc za oddajo in sprejem:

- uporaba istega frekvenčnega pasu za oddajo in sprejem signala in
- uporaba različnih frekvenčnih pasov za oddajo in sprejem signala.

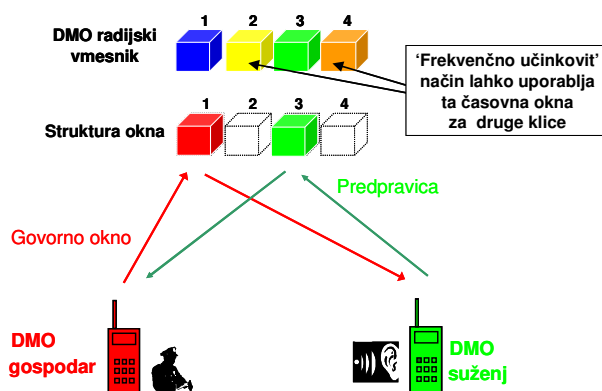
### 3.2.2.1. Osnovna oblika neposrednega načina delovanja

V osnovnem načinu delovanja se uporablja isti frekvenčni pas tako za oddajo kot za sprejem informacije. Komunikacija poteka neposredno med dvema ali več terminali v omrežju. Ta način omogoča tako skupinski klic, kot tudi zasebni klic med dvema terminaloma. V načinu delovanja DMO eden od terminalov prevzame nadzor nad komunikacijskim procesom, oziroma kar nadzor nad dodeljenim radijskim kanalom. Le ta se imenuje *DMO gospodar*. Vsi ostali radijski terminali so podrejeni radijski terminali oziroma *DMO suženj*. V enostavni komunikaciji nadrejeni terminal DMO začne z oddajo



sinhronizacijskih signalov v dveh zaporednih okvirjih, kjer uporabi vse štiri časovne reže, takoj nato pa sledi oddaja podatkovnih okvirjev v prvi časovni reži. Nadrejeni terminal v tretji časovni reži sprejema kontrolne signal ostalih podrejenih terminalov, kar omogoča prekinitev in prevzem zveze. V primeru, če hoče katerikoli od podrejenih terminalov odgovoriti na klic ali prekiniti prenos podatkovnih okvirjev, mora v tretji časovni reži poslati ustrezne kontrolne signale, ki omogočajo prevzem komunikacije (podrejeni terminal postane nadrejeni) ali prekinitev prenosa podatkovnih sporočil. Iz opisanega torej sledi, da običajni način DMO uporablja le dva od štirih razpoložljivih časovnih oken, po prvem se prenašajo kontrolna sporočila in podatki od nadrejenega terminala proti podrejenemu po tretjem pa kontrolni podatki od podrejenega terminala k nadrejenem terminalu. Shemo komunikacije prikazuje slika 3.3.

Poleg osnovnega načina DMO poznamo še tudi frekvenčno učinkovit način DMO, ki za komunikacije DMO uporablja oba nabora dvojnih časovnih oken (prvi-tretji in drugi-četrti).

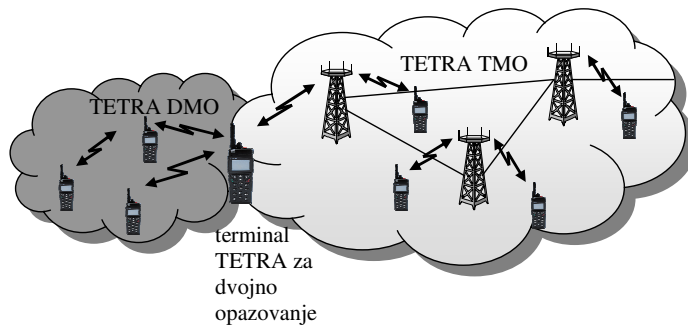


Slika 3.3: Osnovni način DMO

### 3.2.2.2. Dvojno opazovanje

Mobilna radijska postaja hkrati deluje v TMO in DMO omrežju (slika 3.4). Mobilna radijska postaja se lahko nahaja v naslednjih stanjih:

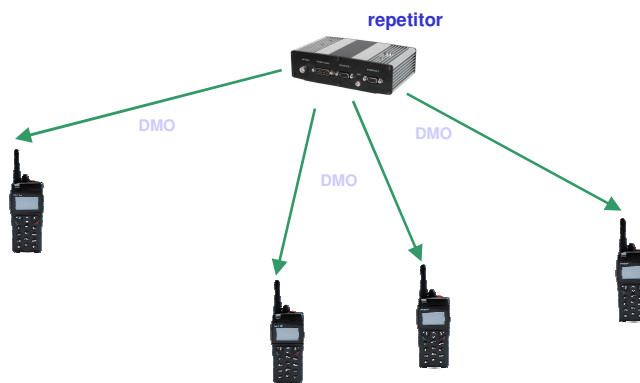
- stanje pripravljenosti - opazuje obe omrežji DMO in TMO,
- komunicira z drugo mobilno postajo v DMO omrežju in posluša kontrolni kanal v TMO omrežju in
- komunicira z bazno postajo v TMO omrežju in občasno posluša delovanje ostalih mobilnih postaj v DMO omrežju.



Slika 3.4: Omrežje z mobilno postajo za dvojno opazovanje

### 3.2.2.3. Repetitor DMO omrežja

DMO repetitor omogoča povečanje dosega komunikacije DMO. Mobilna postaja sprejema signal druge mobilne postaje v prvi časovni reži, ga regenerira in ga v naslednji časovni reži preda oddaljeni mobilni postaji.



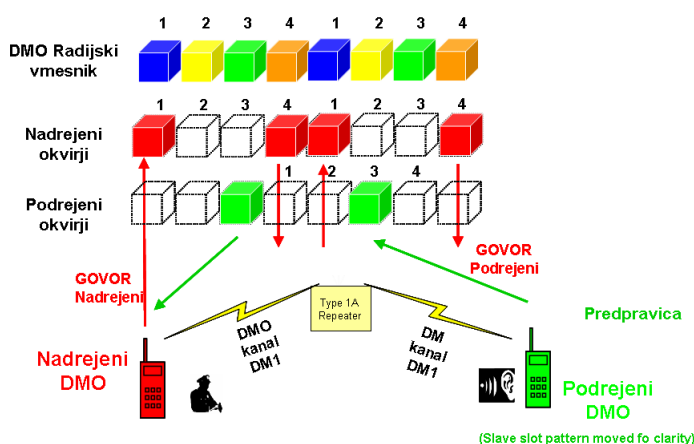
Slika 3.5: Repetitor DMO

Glede na sočasnost klicev in število frekvenc za oddajo in sprejem so možni trije tipi repetitorja:

- Tip 1A; omogoča en sočasni klic na isti frekvenci za oddajo in sprejem. Shema komunikacije prikazuje slika 3.6. Nadrejena postaja DMO začne komunikacijo z repetitorjem s pošiljanjem sinhronizacijskih sporočil v sedmih časovnih režah dveh zaporednih okvirjev. Repetitor v naslednjih osmih časovnih režah poseduje sinhronizacijsko informacijo podrejeni postaji. Po sinhronizaciji podrejene postaje nadrejena mobilna postaja lahko začne s pošiljanjem podatkov v prvi časovni reži okvirja, ki ga repetitor posreduje naprej v četrti časovni reži okvirja. Podobno kot v osnovni obliki neposrednega delovanja, tudi tukaj standard omogoča prevzem in prekinitve komunikacije. Za to imamo na razpolago drugo in tretjo časovno režo okvirja. V tretji časovni reži (tokrat gledano s strani podrejene bazne postaje) podrejena

postaja DMO pošlje zahtevo za prekinitev povezave, ki jo repetitor poseduje nadrejeni postaji DMO v naslednjem okvirju, v tretji časovni reži (tokrat gledano s strani nadrejene DMO postaje). Po potrditvi prekinitve povezave lahko podrejena postaja DMO prevzame nadrejeno vlogo in začne z oddajo.

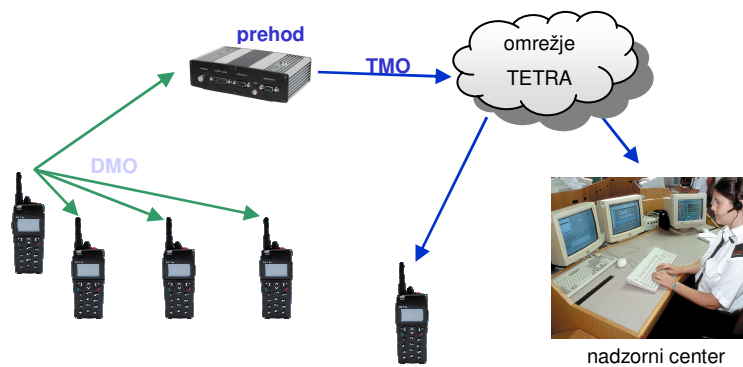
- Tip 1B; uporablja ločeni frekvenci za komunikacijo proti repetitorju (*uplink*) in od repetitorja (*downlink*), kar zmanjšuje potencialne motnje z omrežjem TETRA v načinu delovanja TMO. Potek vzpostavitve zveze in prekinitve zveze je podobno kot pri tipu repetitorja 1A.
- Tip 2; Omogoča dva sočasna klica na različnih frekvencah za oddajo in sprejem. Deluje podobno kot snopovno omrežje.



Slika 3.6: Shema komunikacije, repetitor tip 1A

### 3.2.2.4. Prehod DMO omrežja

Mobilna radijska postaja lahko služi tudi za podaljšanje dosega omrežja TMO (slika 3.7). Njena vloga je posredovanje klicev med bazno postajo in mobilno postajo v omrežju DMO. Posredovalna mobilna postaja je torej repetitor med mobilno postajo v omrežju DMO in omrežjem TMO.

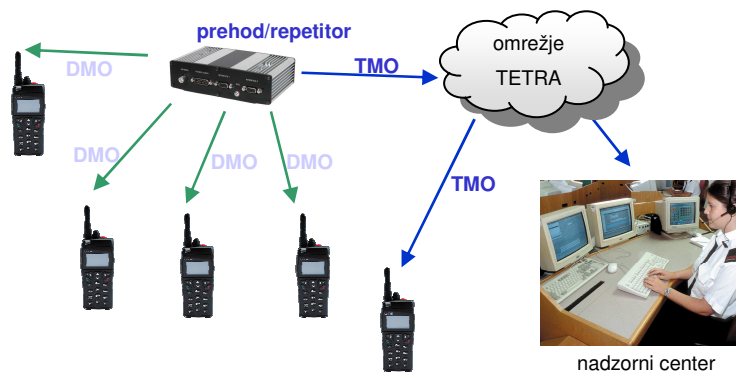


Slika 3.7: Prehod omrežja DMO

Z uporabo prehoda DMO je možno izboljšati oziroma povečati pokritost območja z radijskim signalom. Pristop je uporaben v primeru napake na neki bazni postaji v omrežju, za zagotavljanje cenovno ugodnega pokritja na območjih z nizkim prometom na robnih področjih omrežja, v stavbah, predorih in podzemnih prostorih.

### 3.2.2.5. Prehod/repetitor DMO omrežja

Mobilna postaja je lahko hkrati repetitor in prehodna postaja (slika 3.8). V tem načinu delovanja lahko radijski terminali med seboj komunicirajo preko repetitorja ali preko prehoda in omrežja TETRA.



Slika 3.8: Prehod/repetitor DMO omrežja

### 3.2.2.6. Upravljana oblika DMO

Upravljana oblika DMO (U-DMO) omogoča nadzor in upravljanje pri dodeljevanju frekvenc v DMO načinu delovanja. Ta oblika DMO-ja je bila uvedena za zmanjšanje motenj med terminali.



Slika 3.9: U-DMO delovanje

Slika 3.9 shematično ponazarja delovanje v načinu U-DMO. Terminal U-DMO lahko oddaja le v primeru sprejema avtorizacijskega signala, ki ga lahko sprejme neposredno od SwMI preko terminala za dvojno opazovanje, od DMO prehoda in/ali repetitorja ali od namenske avtorizacijske postaje, ki je vseskozi v zvezi z sistemom. Avtorizacijo lahko časovno in geografsko omejimo.

U-DMO omogoča omrežnim operaterjem vzdrževanje boljše kontrole nad njihovim omrežnimi viri in prihodki, močno prispeva k zmanjšanju motenj med terminali in izboljšuje upravljanje prehajanja.

Pomemben dodatek v drugi izdaji standarda je nadzorovanje kanala. To pomeni, da oddajni terminal pred pričetkom oddajanja na podlagi moči prihajajočega signala preveri kanal. Glede na postavljeni prag se odloči ali je DMO dopusten.

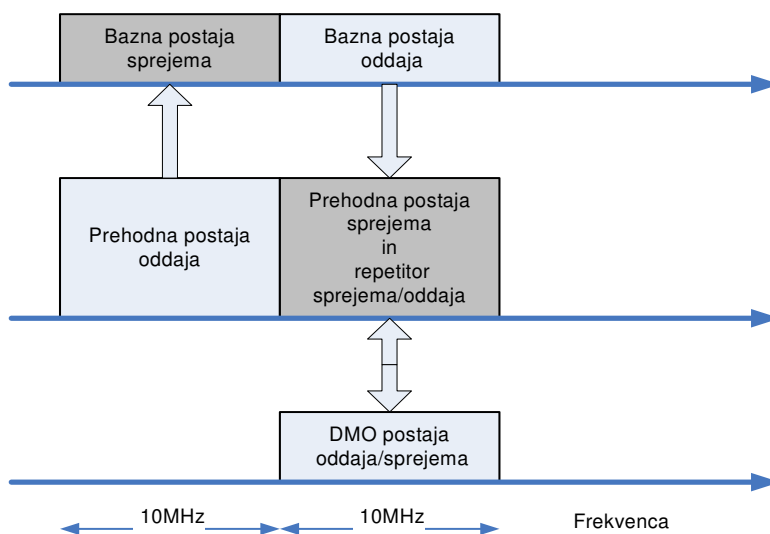
### 3.2.2.7. Dodelitev frekvenc za oddajo in sprejem

V neposrednem načinu delovanja se lahko za oddajo in sprejem uporablja isti frekvenčni ali pa različna frekvenčna pasova.

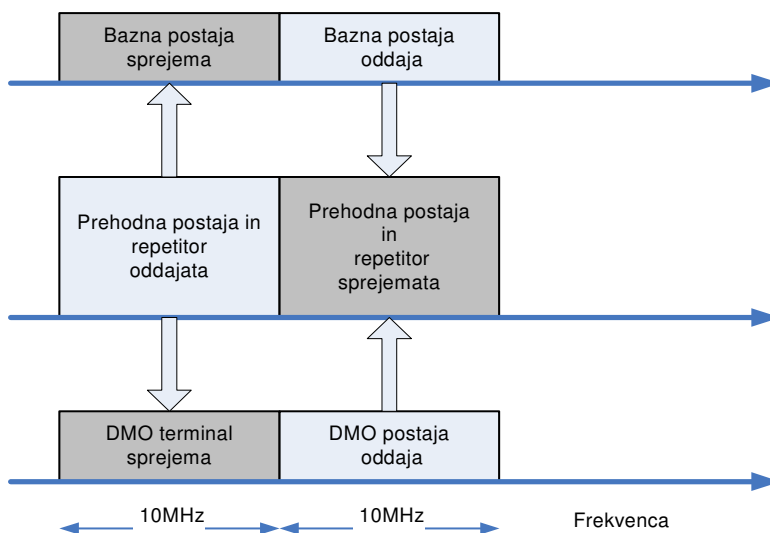
Slika 3.10 in slika 3.11 shematsko prikazujeta razporeditev frekvenčnih pasov in oddajo ter sprejem signalov v zgoraj omenjenih načinih delovanja. V osnovni obliki neposrednega načina delovanja sistema TETRA, simpleks, vse postaje v DMO omrežju sprejemajo in oddajajo radijski signal v istem frekvenčnem pasu (slika 3.10). Uporaba ločenih frekvenčnih pasov bi bila mogoča pri komunikaciji med dvema terminaloma. Pri skupinskem klicu pa uporaba dveh frekvenc ni smiselna, ker terminal ne more sprejemati informacije drugih terminalov, ki oddajajo v istem frekvenčnem pasu kot on, in so torej namenjeni isti skupini uporabnikov.

Če uporabljamo en frekvenčni pas za oddajo in sprejem in v sistem DMO vključimo še repetitor, le ta deluje v simpleksnem načinu, seveda v istem frekvenčnem pasu kot DMO omrežje TETRA. V primeru, ko uporabljamo različni frekvenci za oddajo in sprejem signala, repetitor deluje v dupleksnem načinu (slika 3.11).

Če mobilna postaja deluje kot prehod, mora frekvenco sprejema in oddaje hkrati prilagoditi TMO in DMO načinu delovanja. Torej mora sprejemati signal bazne postaje na tisti frekvenci, kjer bazna postaja oddaja in oddajati signal proti bazni postaji na tisti frekvenci, kjer bazna postaja sprejema. V primeru uporabe iste frekvence za oddajo in sprejem signala iz DMO omrežja, sprejeto informacijo bazne postaje posreduje v omrežje DMO na isti frekvenci kot sprejema signal z bazne postaje in omrežja DMO (slika 3.10). V primeru uporabe različnih frekvenc za oddajo in sprejem v omrežju DMO pa prehodna bazna postaja sprejema signal na istem frekvenčnem pasu tako iz TMO kot DMO omrežja in oddaja signal v DMO in TMO omrežje v istem frekvenčnem pasu (slika 3.11).



*Slika 3.10: Dodelitev spektra v DMO načinu delovanja; uporaba istega frekvenčnega pasu za oddajo in sprejem*



*Slika 3.11: Dodelitev spektra v DMO načinu delovanja; uporaba različnega frekvenčnega pasu za oddajo in sprejem*

Zgoraj omenjeni načini delovanja sistema TETRA so poleg značilnosti širjenja valovanja v izbranem okolju ključni za določitev zahtev za izdelavo modela razširjanja valovanja, izračuna pokritosti ter oceno vpliva motenj sosednjih mobilnih postaj na kvaliteto prenosa tako v odprtem prostoru, kot tudi znotraj stavb in v predorih.

### ***3.3. Vpliv medsebojnih motenj terminalov na delovanje sistema TETRA v DMO načinu delovanja***

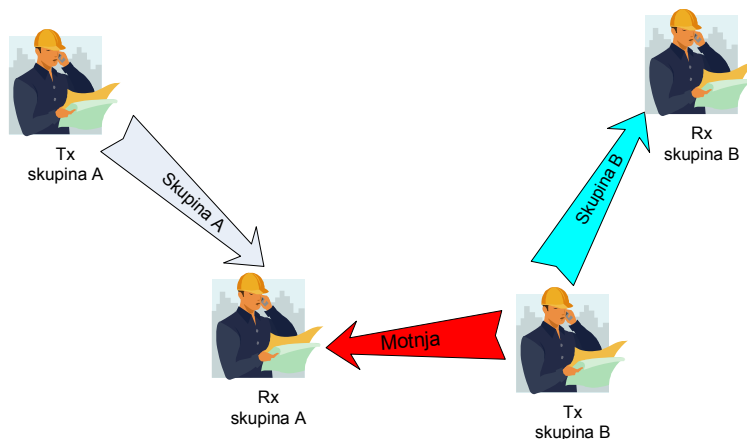
V sodobnih celičnih telekomunikacijskih sistemih zmanjšujeta kvaliteto sprejetega signala Gaussov šum, ki je posledica Brownovega gibanja delcev, in motnje sosednjih terminalov. Vpliv Gaussovega šuma zmanjšamo z zagotavljanjem dovolj visokega nivoja koristnega signala na mestu sprejema, medtem ko medsebojni vpliv baznih postaj zmanjšamo z ustreznim planiranjem celičnega omrežja. V DMO načinu delovanja telekomunikacijskega sistema TETRA so lokacije oddajnikov naključne, zato za zmanjšanje motenj med terminali ne moremo uporabiti pristopa planiranja omrežij kot v celičnih sistemih, temveč lahko le izdelamo priporočila o obnašanju uporabnikov.

Na kvaliteto radijske zveze v sistemih TETRA vplivata predvsem dve vrsti motenj:

- bližnja/daljna motnja (Near/Far Interference) in
- vpliv itermodulacijske motnje oddajnika (Transmitter Intermodulation (IM) Interference).

#### **3.3.1. Bližnja/daljna motnja v normalnem neposrednem načinu delovanja**

Neodvisno od radijske tehnologije vsak oddajnik radijskega signala seva del moči radijskega signala izven pasovne širine predvidene za komunikacijo in tako moti sprejemnike v neposredni bližini, ki uporabljajo sosednji frekvenčni pas. Efekt je še posebej izrazit v DMO načinu delovanja sistema TETRA, ker se frekvenčni pasovi nahajajo blizu drug drugemu. V primeru nesreče pa se na razmeroma majhnem področju lahko nahaja več skupin, ki uporabljajo vsaka svoj radijski kanal v sosednjih frekvenčnih področjih. Za nemoteno delovanje sistema moramo uporabnikom predpisati okvirne najmanjše razdalje, tako da bo delovanje sistema TETRA nemoteno. Ker je v nekaterih primerih težko oceniti koliko je oddaljen najbližji uporabnik, na primer ob ekstremno zmanjšani vidljivosti, je potrebno tudi preučiti vpliv bližnje/daljne motnje v sistemu TETRA.



Slika 3.12: Prikaz motnje med terminali v DMO načinu

Slika 3.12 prikazuje primer medsebojne motnje v DMO načinu. Radijski signal skupine A je na mestu sprejemnika signala Rx skupina A moten s signalom oddajnika signala skupine B (Tx skupina B). Če je oddajnik Tx skupina A zelo oddaljen od sprejemnika signala Rx skupina A, in če sta sprejemnik signala Rx skupina A in Tx skupina B skupaj, je nivo motnje kljub različnim frekvenčnim pasovom lahko znaten. Faktorji, ki vplivajo na nivo motnje so:

- razdalja med terminaloma Rx skupina A in Tx skupina B,
- lastnosti oddajnikov in sprejemnikov v sistemu kot so: moč signala v sosednjem kanalu (ACP - Adjacent Channel Power) in širokopasovni šum,
- oddajna moč,
- frekvenčna razlika med komunikacijskimi kanali skupine A in skupine B in
- nivo zaščite nosilec/motnja (carrier to interference protection ratio), ki pove velikost motnje, ki jo sprejemnik prenese.

Z upoštevanjem modelov širjenja radijskega valovanja in zgoraj omenjenih faktorjev lahko izdelamo priporočila o minimalni oddaljenosti terminalov v sistemu TETRA ter načinu delovanja DMO.

Poglejmo preprost primer. Predpostavimo, da sta skupini A in B dodeljena sosednja frekvenčna pasova A in B. Terminala Rx A in Tx B naj bosta oddaljena 1 m. Zanima nas, koliko je največja oddaljenost terminal Tx A, da bo komunikacija potekala nemoteno. Predpostavimo, da razširjanje radijskega žarka v praznem prostoru, kjer moč radijskega signala upada s kvadratom razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Moč sprejetega koristnega signala Rx A je

$$S_{RxA} = P_{TxA} - (52.0 + 20 \log_{10}(d_A [\text{km}]) + 32.44) \quad (3.1)$$

ter moč motnje



$$I_{RxB} = P_{TxB} - (52.0 + 20 \log_{10}(d_B [\text{km}]) + 32.44) - L_A, \quad (3.2)$$

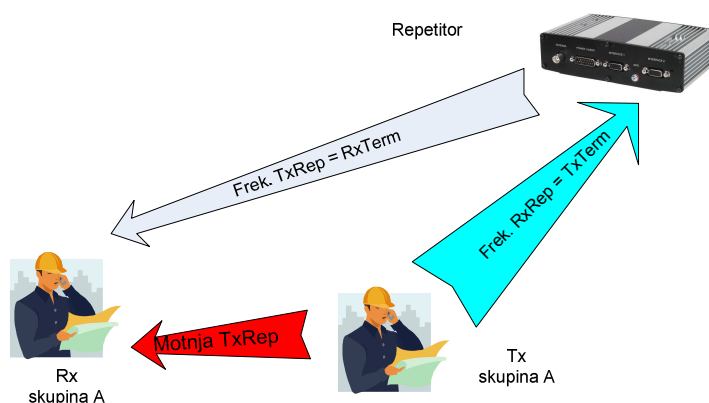
kjer je  $L_A$  predpisano minimalno slabljenje signala v sosednjem kanal (60dBc). Razmerje signal/motnja (SIR) lahko izračunamo

$$SIR = S_{RxA} - I_{RxB} = -20 \log_{10}(d_A [\text{km}]) + 20 \log_{10}(d_B [\text{km}]) + L_A = 20 \log_{10}\left(\frac{d_B}{d_A}\right) + L_A. \quad (3.3)$$

Če v enačbo ustavimo vrednosti za  $SIR = 19\text{dB}$  in  $L_A = 60\text{ dBc}$  predlagane s standardom TETRA lahko izračunamo razdaljo  $d_A$ :  $d_A = 112.20 d_B$ . Izračunana razdalja je precej majhna, vendar se le redko zgodi, da sta sistema A in B časovno sinhronizirana, torej signal Tx A in Tx B ne prideta sočasno do sprejemnika Rx A. Pri DMO načinu delovanja razdaljo  $d_A$  podaljšamo, če razmaknemo frekvenčna pasova A in B ali pa uporabimo frekvenčno učinkovit način normalnega neposrednega delovanja.

### 3.3.2. Bližnja/daljna motnja v repetitorskem neposrednem načinu delovanja

V analognih profesionalnih zvezah lahko pride do bližnje daljne motnje tudi v repetitorskem načinu delovanja. Razmere prikazuje slika 3.13. Oddajnik Tx A oddaja signal na frekvenci  $f_{TxTerm}$ , ki je enaka sprejemni frekvenci repetitorja  $f_{RxRep}$ . Repetitor posreduje sprejeto informacijo naprej na frekvenci  $f_{TxRep}$ , ki je enaka sprejemni frekvenci terminala  $f_{RxTerm}$ . Zaradi oddajanja signala (motnje) Tx A tudi v radijskem kanalu  $f_{RxTerm}$  je sprejem signala v terminalu Rx A moten, lahko celo popolnoma blokiran.



Slika 3.13: Motnje v repetitorskem načinu neposrednega delovanja

Do podobnih motenj v repetitorskem načinu 1A in 1B sistema TETRA ne more priti, ker so kanali za oddajo in sprejem repetitorja ločeni tudi v času. V načinu delovanja repetitorja 2

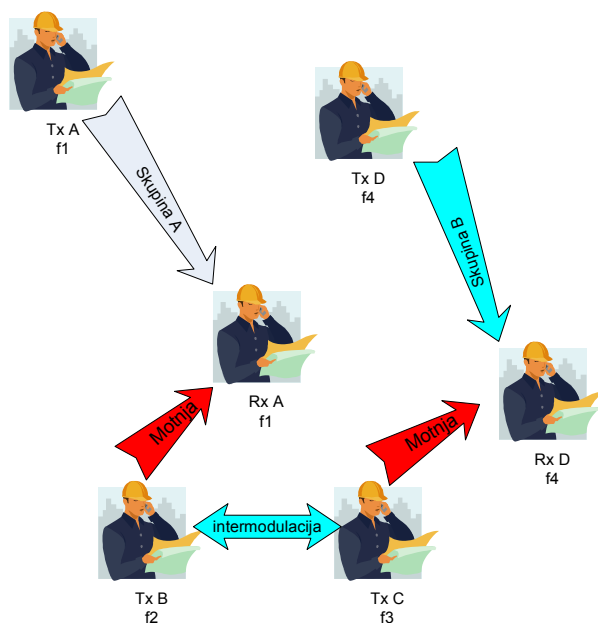
pa oddaja in sprejem na repetitorju nista časovno ločena, kar pa lahko pripelje do zgoraj opisanih motenj.

### 3.3.3. Vpliv intermodulacije

Nastanek intermodulacije in njeno reševanje je dobro poznano pri oddaji radijskega signala na baznih postajah v celičnih komunikacijskih sistemih. Metode reševanja problema na baznih postajah ne pridejo v poštev v DMO načinu delovanja telekomunikacijskih sistemov TETRA, ker oddajniki niso statični, tako je velikost intermodulacijske motnje odvisna od oddaljenosti dveh sočasno delujočih oddajnikov in njihovih uporabljenih frekvenčnih pasov. Teoretično se intermodulacijskih motenj znebimo, če planiramo uporabo frekvenčnih pasov v DMO načinu delovanja tako, da se izognemo prisotnosti tretje harmonske komponente v izbranem frekvenčnem pasu, kar pa zaradi slabe spektralne učinkovitosti celega sistema običajno ne pride v poštev.

Slika 3.14 prikazuje tipičen primer nastanka intermodulacijskih motenj v sistemu TETRA. Uporabnika Tx B in Tx C se nahajata na isti lokaciji in hkrati oddajata na različnih frekvencah  $f_2$  in  $f_3$ . Na isti lokaciji se nahajata uporabnika Rx A in Rx D, ki sprejemata signal na frekvencah  $f_1$  in  $f_4$  od uporabnikov Tx A in Tx D, ki se nahajajo na oddaljenih lokacijah. Če predpostavimo enak frekvenčni razmik med kanali, bosta motilna terminala Tx B in Tx C oddajala tudi na frekvencah  $f_1$  in  $f_4$ . Velikost signala bo odvisna od razdalje med Tx B in Tx C in karakteristike slabljenja itermodulacije na oddajnikih Tx B in Tx C.

Z upoštevanjem vpliva intermodulacije se lahko močno zmanjša doseg radijskega signala.



Slika 3.14: Primer nastanka intermodulacijske motnje

### ***3.4. Okolja delovanja sistema TETRA***

Radijski komunikacijski sistem TETRA je namenjen za uporabo v službah, ki potrebujejo zanesljivo radijsko komunikacijo v primerih izrednih dogodkov. Učinkovito delovanje sistema je moč doseči s 100% pokritostjo terena z radijskim signalom in veliko kapaciteto radijskega sistema. Ker pa se izredne situacije ne dogajajo le zunaj stavb, kjer je možno razmeroma enostavno določiti pokritost področja s signalom TETRA, je potrebno analizirati tudi področja na katerih je težje predvideti in zagotoviti zanesljiv sprejem signala TETRA.

Sistema TETRA naj bi se najpogosteje uporabljal v zunanje okolju, ki je v splošnem razdeljen na tri tipične kategorije; urbano ali mestno, suburbano ali primestno in podeželsko ali ruralno področje. Pri analizi širjenja signalov oziroma mobilnega kanala je potrebno upoštevati zlasti profil terena, ki se lahko spreminja od preprostega ravnega do zahtevnega gorskega področja. Poleg tega so v okolju prisotne tudi ostale ovire (drevesa, zgradbe, premikajoča vozila), ki pomembno vplivajo na radijski kanal. K jakosti radijskega signala na sprejemniku prispevajo predvsem direktna pot med oddajnikom in sprejemnikom, odboji od tal in zgradb ter ukloni na vogalih in robovih streh.

Aplikacije sistema TETRA naj bi se pogosto uporabljale tudi v notranjosti stavb, kjer so razmere nekoliko drugačne. Lastnosti radijskega kanala v stavbah se namreč bistveno razlikuje od lastnosti radijskega kanala v zunanjih okoljih, saj je zaradi večjega slabljenja signala doseg običajno precej manjši. Poleg tega je tudi spremenljivost okolja razširjanja veliko večja. Pri penetraciji signala v stavbe je prisotno precejšnje slabljenje, ki se s prehodom skozi več sten še povečuje. Slabljenje signala je močno odvisno predvsem od geometrije stavbe in uporabljenih materialov, ureditve notranjih prostorov (oprema, oblika, število sten) in razdalje med oddajnikom, ki se lahko nahaja zunaj stavbe ali v njej, in sprejemnikom v stavbi. Pogosto lahko prihaja do situacij, ko na določenih mestih (podzemni prostori, dvigala) v stavbi zaradi prešibkega radijskega signala komunikacija ni več mogoča.

Izjemnega pomena je tudi zagotavljanje komunikacij v predorih, ki predstavljajo razmeroma specifično okolje. Pri analizi razširjanja radijskega valovanje v predorih je potrebno upoštevati njihove dimenzije, oblike predorov (pravokotni, arkadni, polkrožni), vrste materialov iz katerih so predori narejeni, hrapavost površin in različne prepreke, ki motijo širjenje radijskih valov (ventilatorji na stropih, stranske niše, promet). Vsi daljši predori imajo na svojem začetku in koncu krivine (zmanjševanje prepriha) ter so nekoliko nagnjeni (odtekanje vode), kar je tudi potrebno upoštevati v modelu radijskega kanal. K nivoju

sprejetega signala v predoru največ prispevajo neposredna pot in večkratni odboji od sten, stropa in tal.

Medtem ko za zunanja okolja in notranjost stavb obstaja razmeroma širok nabor modelov razširjanja signala, je za modeliranje kanala razširjanja v predorih na voljo razmeroma ozek izbor. Ob predpostavki, da so prečne dimenzije predora z vidika valovne dolžine razmeroma velike ( $\geq 15\lambda$ ), se lahko predor obravnava kot valovod. To je približna rešitev, ki velja le za del celotnega predora. V primeru majhne oddaljenosti sprejemnika od oddajnika pada jakost signala bistveno hitreje, v oddaljenem področju pa se nagib krivulje, v primerjavi z valovodnim modelom, še nekoliko zmanjša. Na osnovi meritev nivoja radijskega signala v predorih in simulacij smo v magistrskem delu predlagali model radijskega kanala za dolge cestne predore uporaben za neposredni način delovanja sistema TETRA. Model smo podrobneje opisali v razdelku 5.5.

## 4. Razširjanje radijskega signala

Vsak brezžični komunikacijski sistem je sestavljen iz treh osnovnih segmentov: oddajnik, razširjanje signala in sprejemnik. Oddajnik si je moč predstavljati kot generator električnega signala, ki predstavlja želeno informacijo. Ta se razširja preko prostora do sprejemnika, ki iz obnovljenega električnega signala oceni preneseno informacijo. Anteni, ki se nahajata na obeh straneh, pretvarjata električne signale v radijske valove in obratno. Prenosni pojavi so v celoti opisljivi z Maxvell-ovimi enačbami. Pri najrazličnejših analizah pa se običajno predpostavi prisotnost linearnega prenosnega medija v katerem je moč različne signale mnogo enostavneje opisati.

V brezžičnih mobilnih komunikacijah je proučevanje širjenja radijskega signala zelo pomembno. Z različnimi modeli prenosnih radijskih kanalov je mogoče razmeroma dobro napovedati jakost signala na določenem mestu oziroma področju. Učinki razširjanja ter ostala slabljenja in popačenja signala se nanašajo na radijski kanal. Modeli kanala za brezžične komunikacije so lahko definirani bodisi kot fizični ali statistični modeli. Osnovni mehanizmi fizičnih modelov so razširjanje v praznem prostoru, odboj, uklon in lom (refrakcija). Isti signal se običajno širi po več različnih poteh in prispe do sprejemnika v različnih časovnih trenutkih. Ti večpotni signali se v sprejemniku združijo konstruktivno ali destruktivno, kar povzroči naključno nihanje moči signala. To se imenuje večpotni presih, ki je pri gibanju sprejemnika ali oddajnika še bolj izrazit, in se običajno opisuje s statističnimi modeli. Poleg slabljenja zaradi razširjanja, na jakost sprejetega signala vpliva tudi termični šum in različne motnje kot so interferenca drugih uporabnikov in sistemov ter že omenjena lastna interferenca (presih).

### 4.1. Razširjanje v praznem prostoru

V brezžičnih komunikacijskih sistemih širjenje radijskega signala vpliva na celotno načrtovanje radijskega sistema. Širjenje radijskega signala v praznem in neomejenem prostoru je osnova za razumevanje tudi bolj zapletenih modelov slabljenja signala.

Za izotropno anteno, ki seva z enako gostoto moči ne glede na smer opazovanja, se lahko izračuna gostota moči na razdalji  $d$  [Bul77]. Pri tem je potrebno upoštevati, da se oddana moč  $P_t$  razporedi enakomerno po krogli s površino  $4\pi d^2$ . Iz predhodnih trditev je izpeljana naslednja enačba

$$P_a = \frac{P_t}{4\pi d^2} \quad [\text{W/m}^2]. \quad (4.1)$$

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

$$P_r = \frac{A_e P_t}{4\pi d^2} \quad [\text{W}], \quad (4.2)$$

kjer je  $A_e$  efektivna odprtina antene, ki je odvisna od valovne dolžine sprejetega signala  $\lambda$ . Efektivne odprtine anten za nekaj različnih vrst anten so zbrane v tabeli 4.1.

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

Tabela 4.1: Efektivne odprtine anten

Izotropna antena ima ojačanje ena za sprejem in oddajo. Neizotropna oddajna antena ima ojačanje  $G_t > 1$  in produkt  $P_t G_t$  se imenuje tudi efektivna oddana moč (ERP – Effective Radiated Power), ki je v mobilnih in celičnih komunikacijah standardna metoda opisovanja oddajne moči signala. Sprejeta moč signala, z upoštevanjem gornjih enačb in ojačanjem sprejemne antene  $G_r$ , je

$$P_r = \frac{G_t G_r P_t \lambda^2}{(4\pi d)^2} \quad [\text{W}]. \quad (4.3)$$

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

Izguba poti je definirana kot razmerje med oddano močjo  $P_t$  oddajne antene in sprejeto močjo  $P_r$  sprejemne antene. V večini primerov je izražena v decibelih in je

$$L = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = P_t(\text{dB}) - P_r(\text{dB}). \quad (4.4)$$

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

$$L = 10 \log \left( \frac{(4\pi)^2 d^2}{G_t G_r \lambda^2} \right). \quad (4.5)$$

V primeru uporabe izotropnih anten na strani oddaje in sprejema je moč predhodno enačbo zapisati kot

$$L = 32,44 + 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d. \quad (4.6)$$

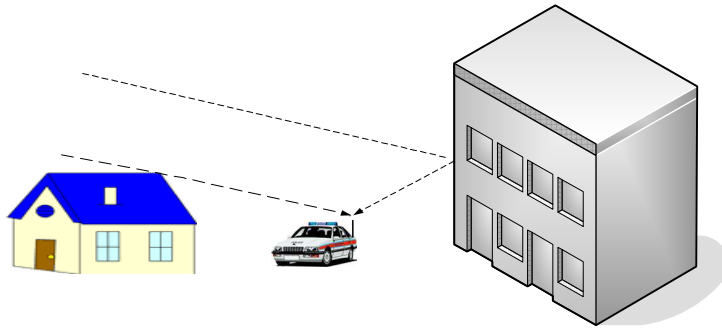
V realističnih mobilnih radijskih kanalih prazni prostor ni primeren medij. Splošni model izgube poti vsebuje parameter  $\gamma$ , ki določa razmerje med razdaljo od oddajnika do sprejemnika in sprejeto močjo ter je za prazen prostor enak 2. Tako je izguba poti podana kot [And95]

$$L(d) = L(d_0) + 10\gamma \log(d / d_0) + X_\sigma, \quad (4.7)$$

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  $n$ ,  $L(d_0)$ ,  $d_0$  in  $X_\sigma$  so določeni s pomočjo meritev. Modeli so enostavni za uporabo, ne potrebujejo natančnega poznavanje okolja in so računsko učinkoviti, vendar pa so rezultati odvisni od ujemanja parametrov modela s konkretnim primerom. Izgube poti je osnova modelov razširjanja, saj se neposredno nanaša na področje pokritja brezžičnih sistemov.

## 4.2. Presih radijskega signala

Z enačbo 4.5 je moč izračunati le povprečno slabljenje radijskega signala zaradi oddaljenosti sprejemnika od oddajnika. V primerih, ko se radijski žarek odbija od bližnjih ali daljnih objektov pride do presiha (*fading*) radijskega signala na sprejemni anteni, primer prikazuje slika 4.1. Če je fazna razlika med obema žarkoma enaka mnogokratniku cele valovne dolžine, se žarka seštejeta in moč signala 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 4.1 sta prikazana le dva žarka, v praksi je lahko 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 moči signala spremeni tudi več kot 30 dB. Hitrost spreminjanja signala je odvisna od hitrosti premikanja sprejemnika in od valovne dolžine sprejetega signala.



Slika 4.1: Širjenje signala po različnih poteh

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

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad (4.8)$$

kjer je  $\sigma^2$  varianca imaginarne in realne komponente signala, ki sta porazdeljeni po Guassovi gostoti verjetnosti. Amplituda sprejetega signala je označena z  $r$ . Porazdelitev verjetnosti v enačbi 4.8 se imenuje tudi Rayleighova, zato tudi hitri presih polja imenujemo Rayleighov presih. Maksimalno vrednost Rayleighova gostota verjetnosti doseže pri  $r = \sigma$ . Rayleighova gostota verjetnosti je definirana le za pozitivne vrednosti spremenljivke  $r$ . Srednja vrednosti spremenljivke  $r$  je

$$E(r) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma, \quad (4.9)$$

medtem ko je standardni odmik

$$E(r^2) = 2\sigma^2. \quad (4.10)$$

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

$$p(R) = 1 - e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}. \quad (4.11)$$

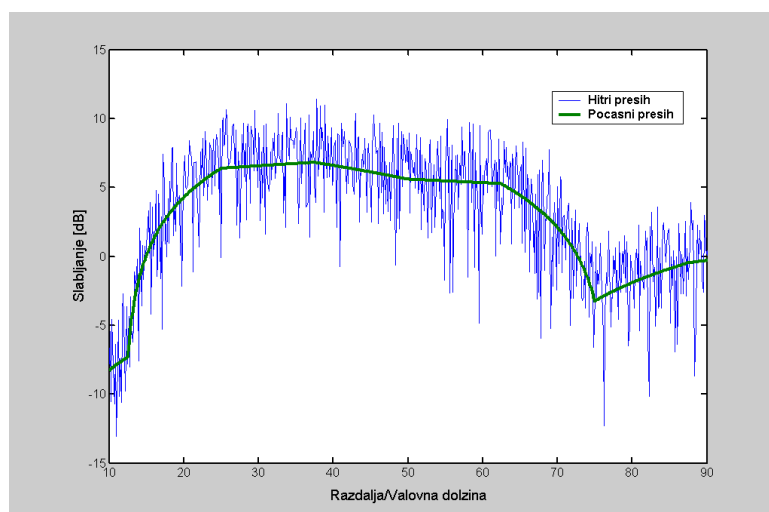
Hitri presih polja je torej posledica lokalnega širjenja radijskega žarka po različnih poteh. Običajno ga spremlja še počasni presih polja, ki je posledica senčenja sprejemnika ali oddajnika. Spreminjanje je počasnejše, tako da slabljenje signala ostaja enako nekaj simbolnih intervalov. Izkaže se, da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



$$p(m_{L(dB)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_m} e^{-\left[\frac{(m_{L(dB)} - \mu_m)^2}{2\sigma_m^2}\right]}, \quad (4.12)$$

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, tipična vrednost za makro celico pri 900 MHz je 6 dB. Vrednostni standardnega odmika niso odvisne od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom.

Slika 4.2 prikazuje slabljenje radijskega signala glede na razdaljo normirano z valovno dolžino. Hitri presih polja je označen s tanko črto, medtem ko je počasni presih označen z odebeljeno črto.



Slika 4.2: Presih polja radijskega signala

Pojav presiha radijskega signala je vedno frekvenčno selektiven v dovolj široko opazovanem frekvenčnem področju. Če je frekvenčno območje sprejemnika dovolj ozko, ima sprejeti radijski signal enako slabljenje za vse sprejete frekvence in presih radijskega signala lahko obravnavamo kot neselektiven. Selektivni presih radijskega signala je viden tudi v časovnem prostoru. Merimo ga kot razpršitev zakasnitve (*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 serija impulzov. Časovna razlika med prvim in zadnjim sprejetim impulzom pa predstavlja razpršitev zakasnitve. Razpršitev zakasnitve je odvisna od okolja, v katerem se širi radijski žarek in znaša pod 0,2  $\mu$ s za podeželje, okoli 0,5  $\mu$ s za primestno okolje in 3,0  $\mu$ s za mestno okolje. 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.

V frekvenčnem prostoru obstaja parameter, koherenčna pasovna širina (*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 zaradi širjenja po različnih poteh je različno. Frekvenčno področje, v katerem je popačitev signala zaradi širjenja žarkov po različnih poteh enako, imenujemo koherenčna pasovna širina. V navadi je, da je koherenčna pasovna širina določena kot pasovna širina, v kateri je korelacijski koeficient med dvema frekvencama manjši kot 0,5. V tem primeru lahko določimo tudi povezavo med koherenčno pasovno širino  $B_c$  in razpršitvijo zakasnitve  $t_d$

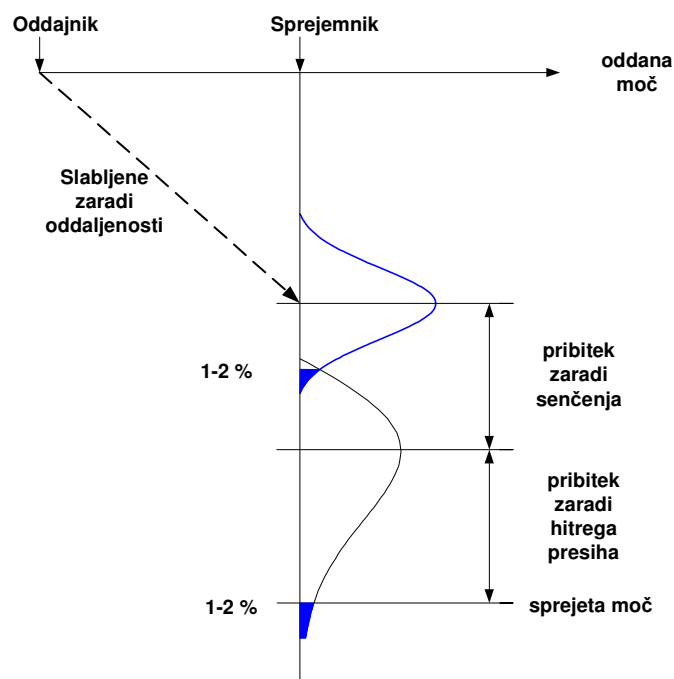
$$B_c = \frac{1}{2\pi\Delta t_d}. \quad (4.13)$$

### 4.3. Zanesljivost delovanja sistema

Za zanesljivo delovanje komunikacijskega sistema je potrebno na prenosni poti upoštevati tudi izgube zaradi senčenja in hitrega presiha polja. Koncept prikazuje slika 4.3. Povprečnemu slabljenju radijskega signala zaradi oddaljenosti med sprejemnikom in oddajnikom dodamo še varnostni pribitek (*margin*), ki zagotavlja visoko verjetnost dobrega sprejema zaradi senčenja signala, in varnostni pribitek zaradi selektivnega presiha signala. Če v določenem okolju ni prisotnega selektivnega presiha ali senčenja, postavimo pribitka na vrednost 0. Celotno slabljenje signala je tako podano

$$L[dB] = L_d[dB] + L_{LN}[dB] + L_{RF}[dB], \quad (4.14)$$

kjer je  $L$  celotno slabljenje signala,  $L_d$  je izguba poti (poprečno slabljenje zaradi oddaljenosti med sprejemnikom in oddajnikom),  $L_{LN}$  je efektivno slabljenje zaradi senčenja in  $L_{RF}$  efektivno slabljenje zaradi hitrega (Rayleighovega) presiha signala.



Slika 4.3: Vpliv hitrega presiha polja in senčenja na radijski sistem

#### 4.4. Osnovni mehanizmi razširjenja signalov

Napovedovanje razširjanja radijskega signala v mestnih okoljih in znotraj stavb je zelo zahtevna naloga. Med osnovne mehanizme razširjanja radijskega signala poleg prispevka neposrednega polja spadajo še odboj, uklon, lom in sipanje. Zaradi visoke kompleksnosti okolij, je zelo težko natančno predvideti razširjanje radijskega signala. V ta namen so bile razvite različne tehnike, ki se uporabljajo tako v determinističnih kot v semi-determinističnih modelih razširjanja. Najpogosteje se uporabljata pristopa *geometrijske optike* (GO - Geometrical Optics), ki je dopolnjen z *geometrijsko teorijo uklona* (GTD – Geometrical Theory of Diffraction), in *fizikalne optike* (PO – Physical Optics) [Bal89, Mcn90].

Manj pogosto uporabljene vendar natančnejše so tehnike z *integralskimi enačbami* (IE – Integral Equation) in metode *končnih časovnih domen* (FDTD – Finite-Difference Time-Domain). Zaradi električnih velikosti ovir v okolju sta ta dva pristopa izredno zahtevna za uporabo. Take metode zahtevajo razdelitev ovire na ločene elemente, ki imajo manjšo dimenzijo od dela valovne dolžine – običajno  $\lambda/8$ . Število takih elementov je v tipičnih mestnih okoljih in znotraj stavb zelo veliko, kar posledično privede do visoke računske zahtevnosti in neprimernosti tehnik za običajne 3D modele okolja. Pogosto se uporabljajo le v majhnih piko celicah ali pri določanju vpliva električno majhnega objekta na okolje.

Glavnina determinističnih in semi-determinističnih modelov razširjenja uporablja dopolnjeno tehniko GO (GTD z *enolično teorijo uklona* (UTD – Uniform Theory of Diffraction)) in tehniko PO. Pri tem so ovire v okolju geometrijsko opisane kot ravne gladke površine (*facet*).

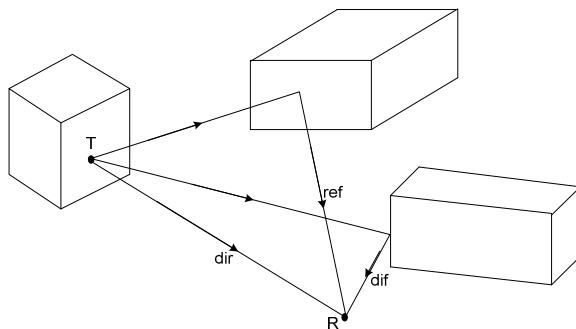
Dopolnjen pristop GO je tehnika, ki temelji na žarkih. Elektromagnetno polje v neki točki je sestavljeno iz prispevkov posameznih žarkov, ki so lahko neposredni, odbiti od ovire ali uklonjeni na njej. Način GO predvideva, da se vsa energija na oviri odbije v zrcalni smeri. To je seveda res v primeru neskončne in popolnoma gladke odbojne površine. V nasprotnem primeru se del energije vala odbije v različne smeri. Ta pojav, ki je pomemben predvsem v primerih, ko se sprejemnik nahaja blizu površine razpršitve, upošteva tehnika PO.

#### 4.4.1. Pristop GO

Električno polje  $\vec{E}_r$  na sprejemniku, ki ga povzroča oddajnik nameščen v točki  $T$  je podano z enačbo

$$\vec{E}_r = \sum_{i=1}^N \vec{E}_i, \quad (4.15)$$

kjer  $\vec{E}_i$  predstavlja električno polje vsake poti žarka, ki povezuje točki  $T$  in  $R$ : neposredni žarek, odbiti žarek, uklonjeni žarek, odbiti-uklonjeni žarek, dvakrat lomljeni žarek, itd. Slika 4.4 prikazuje nekatere poti žarkov med oddajnikom in sprejemnikom v preprostem mestnem okolju: neposredni žarek (*dir*), odbiti žarek (*ref*) in uklonjeni žarek (*dif*) [Cát99].

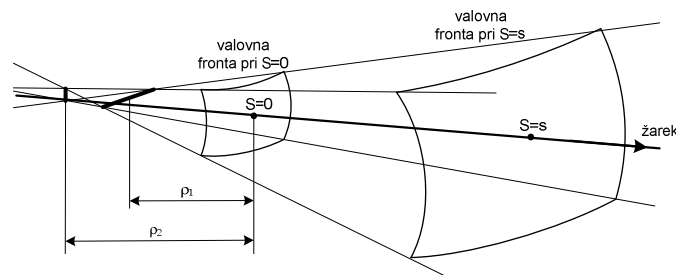


Slika 4.4: Poti žarkov med oddajnikom in sprejemnikom

Vsak izraz v enačbi 4.15 je izračunan z uporabo tehnike GO v valovodih. Električno polje žarka razširjenja je

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} e^{(-j\beta s)}, \quad (4.16)$$

kjer je  $\vec{E}(s)$  električno polje v točki oddaljeno za razdaljo  $s$  od referenčne točke ( $s=0$ ),  $\vec{E}(0)$  je električno polje v referenčni točki,  $\rho_1$  in  $\rho_2$  pa sta radija ukrivljenosti valovne fronte, ki pripada žarku v referenčni točki. Odvisni sta od črt, ki povezujejo valovne fronte (slika 4.5).



Slika 4.5: Razširjanje žarkovnega valovoda

V enačbi 4.16  $\beta$  predstavlja valovno število v praznem prostoru, ki je podano kot

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (4.17)$$

Dva osnovna predstavnika žarkovnih valovodov sta sferični in cilindrični. V primeru *sferičnega valovoda* so valovne fronte sferične in se črte, ki povezujejo valovne fronte, stekajo v isto točko  $C$ . Torej je  $\rho_1 = \rho_2 = \rho_0$  in je polje v točki  $s$  enako

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \frac{\rho_0}{\rho_0 + s} e^{(-j\beta s)}. \quad (4.18)$$

Če pa vzamemo točko  $C$  kot referenčno točko, se predhodna enačba poenostavi v

$$\vec{E}(s) = \vec{E}_0 \frac{e^{(-j\beta s)}}{s}, \quad (4.19)$$

kjer je  $\vec{E}_0$  vektor, ki predstavlja faktor vzbujanja za sferični valovod.

Pri cilindričnem valovodu gre vsaj ena črta, ki povezuje valovne fronte, v neskončnost ( $\rho_1 = \infty$ ), kar pomeni, da so valovne fronte cilindrične. V tem primeru je električno polje v točki  $s$  enako

$$\vec{E}(s) = \vec{E}(0) \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_2 + s}} e^{(-j\beta s)}. \quad (4.20)$$

Ko je referenčna točka  $s$  na črti, ki povezuje valovne fronte, se enačba 4.20 spremeni v

$$\vec{E}(s) = \vec{E}_0 \frac{e^{(-j\beta s)}}{\sqrt{s}}. \quad (4.21)$$

Ko žarek doseže oviro, se pojavi odbiti žarek. Karakteristike odbitega žarka, med katere spadajo smer širjenja, radij ukrivljenosti odbitih valovnih front in polje v novi referenčni

točki, ki je točka odboja, določajo zakoni GO. V primeru, da žarek doseže rob ovire, nastane nešteto uklonjenih žarkov, ki so pogojeni zakonom GTD/UTD.

Ob predvidevanju, da so odbojne površine ravne gladke površine in robovi ravni, so valovne fronte neposrednega in odbitega žarka sferične, valovne fronte uklonjenih žarkov pa so, ob predpostavki, da je točka opazovanja daleč proč od roba, skoraj cilindrične.

#### 4.4.1.1. Neposredno polje

Prispevek neposrednega žarka k polju v točki opazovanja  $O$  je podan z

$$\vec{E}(O) = \vec{E}_t(O) \frac{e^{(-j\beta r)}}{r}, \quad (4.22)$$

kjer je

$$\vec{E}_t(\theta, \phi) = \sqrt{\frac{\eta P_r G}{2\pi}} \vec{E}_0(\theta, \phi). \quad (4.23)$$

V zgornji enačbi predstavlja  $\eta$  impedanco v praznem prostoru,  $P_r$  moč, ki jo seva oddajnik,  $G$  ojačanje oddajne antene in  $\vec{E}_0(\theta, \phi)$  je normaliziran vzorec sevanja oddajne antene. ( $r, \theta, \phi$ ) so sferične koordinate točke opazovanja in se nanašajo na koordinatni sistem oddajne antene.

#### 4.4.1.2. Odboj

Za določitev polja odboja je možno uporabiti izraze GO, vendar mora biti odbojna površina, v primerjavi z valovno dolžino, dovolj velika, oddajna antena dovolj oddaljena od površine in radiji ukrivljenosti površine v točki odboja električno veliki. V primeru, da ovire v okolju nimajo ukrivljene površine in je možno uporabiti pristop GO, je najučinkovitejši način za izračun prispevka polja odbitega žarka uporaba teorije slik in Fresnelovih koeficientov odboja.

Pri pojavu idealnega odboja od gladke površine se val odbije od površine pod kotom, ki je enak kotu vpadnega vala. Ta pojav se imenuje tudi *zrcalni odboj*. Polje odbitega vala je povezano s poljem vpadnega vala preko koeficienta odboja, ki je opisan z matriko  $\bar{\Gamma}$ , kot

$$\vec{E}_r = \bar{\Gamma} \vec{E}_i. \quad (4.24)$$

Običajno je matrika sestavljena iz Fresnelovih koeficientov odboja, ki je veljavna le za odboje od gladkih površin. Matrika je podana kot

$$\bar{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma_s & 0 \\ 0 & \Gamma_h \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

Odbito polje v točki opazovanja  $O$  je tako podano s sledečim približkom GO

$$\vec{E}_r(O) = \left[ \Gamma_h(\theta_l) E_{\theta_f}(\pi - \theta_l, \phi_l) \hat{\theta}_l + \Gamma_s(\theta_l) E_{\phi_f}(\pi - \theta_l, \phi_l) \hat{\phi}_l \right] \frac{e^{(-j\beta r_l)}}{r_l}, \quad (4.26)$$

kjer ( $r_l$ ,  $\theta_l$ ,  $\phi_l$ ) predstavljajo sferične koordinate točke opazovanja v sistemu s slikovnim izvorom.

Fresnelova koeficienta sta podana z

$$\Gamma_h(\theta) = \frac{\varepsilon_r \cos(\theta) - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta)}}{\varepsilon_r \cos(\theta) + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta)}}, \quad (4.27)$$

$$\Gamma_s(\theta) = \frac{\cos(\theta) - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta)}}{\cos(\theta) + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2(\theta)}}. \quad (4.28)$$

$\theta$  je kot vpadnega vala glede na normalo odbojne površine in sovpada s kotom odbitega vala,  $\varepsilon_r$  je kompleksna relativna dielektričnost odvisna od frekvence in prevodnosti  $\sigma$  podana kot

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}{\varepsilon_0}. \quad (4.29)$$

Za odboj od neravne površine, kjer ni vsa energija zbrana v zrcalni smeri in je del energije vpadnega vala odbite pod drugimi koti, so bili Fresnelovi koeficienti prirejani. Oba koeficienta sta množena s faktorjem  $(1+\rho)/2$ , kjer  $\rho$  faktor izgube sipanja podan z

$$\rho = e^{\left[ -8 \left( \frac{\pi \sigma_h \cos \theta}{\lambda} \right)^2 \right]}. \quad (4.30)$$

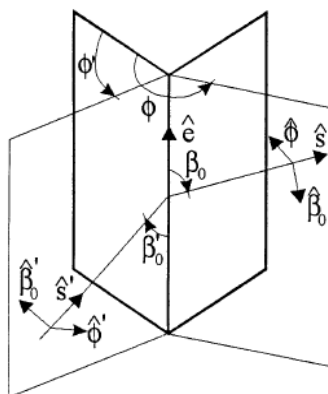
$\sigma_h$  v predhodni enačbi predstavlja standardno deviacijo višine površine. Faktor izgube sipanja, pri uporabi v modelih GO, popravi amplitudo zrcalno odbitega polja, vendar ne upošteva polja, ki je odbit izven zrcalne smeri.

#### 4.4.1.3. Uklon

Pojav uklona valovanja, ki nastane na robu ovire, omogoča širjenje valovanja tudi v področja za oviro. Polje uklonjeno na robu je podano kot

$$\vec{E}^d(s) = \vec{E}^i(Q_d) \bar{D} \sqrt{\frac{\rho_e^i}{s(\rho_e^i + s)}} e^{-j\beta s}, \quad (4.31)$$

kje je  $\vec{E}^i(Q_d)$  vpadno polje na točki uklona  $Q_d$ ,  $D$  je matrika koeficientov uklona in  $s$  razdalja med točko opazovanja in točko uklona.



Slika 4.6: Uklon na ravnem robu

Koeficienti matrike  $D$  so odvisni od kotov vpadnega in uklonjenega vala, funkcije fresnelovega prehoda ter notranjega kota roba. Matrika  $D$  je podana kot

$$\bar{D} = \begin{bmatrix} -D_s & 0 \\ 0 & -D_h \end{bmatrix}, \quad (4.32)$$

kjer sta  $D_s$  in  $D_h$  tako imenovana mehki in trdi koeficient uklona podana z

$$D_{s,h}(L, \phi, \phi', \beta_0, n) = D_1 + D_2 + \Gamma_{s,h}(D_3 + D_4), \quad (4.33)$$

in so koeficienti podani z enačbami

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin \beta_0} \cot\left(\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right) F[\beta La^+(\phi - \phi')] \quad (4.34)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin \beta_0} \cot\left(\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right) F[\beta La^-(\phi - \phi')] \quad (4.35)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin \beta_0} \cot\left(\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right) F[\beta La^+(\phi + \phi')] \quad (4.36)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k_0} \sin \beta_0} \cot\left(\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right) F[\beta La^-(\phi + \phi')]. \quad (4.37)$$

Koti  $\beta_0'$ ,  $\beta_0$ ,  $\phi'$  in  $\phi$  so prikazani na sliki 4.6.  $\beta$  je valovno število in  $n$  je parameter povezan z notranjim kotom roba in je podan z enačbo

$$n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi}. \quad (4.38)$$

$F[x]$  je funkcija fresnelovega prehoda, ki je podan z enačbo

$$F[x] = 2j\sqrt{x}e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-j\tau^2} d\tau. \quad (4.39)$$



V enačbah za koeficiente D predstavlja L parameter razdalje, ki je izračunan z enačbo

$$L = \frac{s(\rho_e^i + s)\rho_2^i\rho_1^i}{\rho_e^i(\rho_1^i + s)(\rho_2^i + s)} \sin^2 \beta_0, \quad (4.40)$$

kjer je  $\rho_{1,2}^i$  radij krivulje vpadne valovne fronte. Za sferične valovne fronte velja ( $\rho_e^i = \rho_1^i = \rho_2^i = s'$ ), parameter razdalje pa je enak

$$L = \frac{ss'}{s+s'} \sin^2 \beta_0. \quad (4.41)$$

Funkcija  $a^\pm(\delta^\pm)$  pa je podana kot

$$a^\pm(\delta^\pm) = 2 \cos^2 \left( \frac{2n\pi N^\pm - \delta^\pm}{2} \right) \quad (4.42)$$

in sta  $\delta^\pm = \phi \pm \phi'$  in  $N^\pm$  celi števili, ki najbolj ustrezata spodnjima enačbama

$$2n\pi N^+ - \delta^\pm = \pi \text{ in} \quad (4.43)$$

$$2n\pi N^- - \delta^\pm = -\pi. \quad (4.44)$$

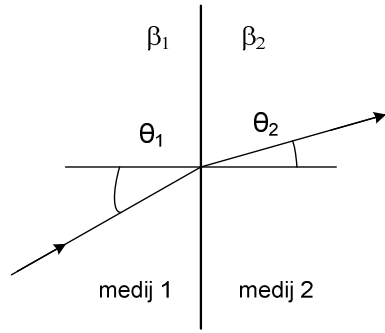
Koeficienti uklona torej zagotavljajo kontinuiteto polja tudi v zasenčenih področjih, ki jih imenujemo tudi *prehodna območja*, v katerih točke izpolnjujejo pogoj  $kLa^+ < 2\pi$ . Zunaj prehodnega območja lahko funkcijo fresnelovega prehoda poenostavimo v  $F(kLa^+) \approx 1$ . To pomeni, da je polje uklona, ki je oddaljeno od točke uklona, v bistvu polje optičnega žarka (*ray-optical*). V nasprotnem primeru pa polje uklona ne kaže obnašanja optičnega žarka.

#### 4.4.1.4. Lom

Ko žarek doseže mejno ploskev med dvema medijema, je del energije odbit nazaj v prvi medij (odbiti žarek), del pa je lomljen (oddan) proti drugemu mediju. Podobno kot pri pristopu GO za odboj, kjer sta vpadno in odbito polje povezana preko koeficienta odboja, je preko lomnega koeficienta določena povezava med vpadnim in napredujočim poljem. Smer lomljenega žarka je podana preko Snellovega zakona uklona

$$\beta_1 \sin \theta_1 = \beta_2 \sin \theta_2. \quad (4.45)$$

$\beta_1$  in  $\beta_2$  sta valovni števili v prvem oziroma drugem mediju.



Slika 4.7: Lom žarka na meji dveh medijev

Vpliv lomljenih žarkov v zunanjem okolju je zelo majhen, saj je žarek, ki je lomljen skozi zunanje stene zgradb v notranjost, močno slabljen. Torej je polje žarkov, ki pridejo nazaj v zunanji prostor, zanemarljivo. Pri širjenju žarkov v notranjosti stavb pa žarki, ki prehajajo skozi stene pomembno prispevajo k jakosti polja in jih je potrebno upoštevati v modelih razširjanja znotraj stavb.

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 je med steno in medijem v notranjosti. Isto velja tudi za pojav odboja. V večini modelov za zunanja okolja lahko širino sten zanemarimo in upoštevamo neskončno debelino sten ter na ta način upoštevamo samo en odboj. Modeli razviti za notranja okolja pa upoštevajo končno debelino sten. Oddano polje skozi steno končne debeline je

$$\vec{E}_t = \bar{T}\vec{E}_i = \vec{E}_i \begin{bmatrix} T_s & 0 \\ 0 & T_h \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

z

$$T_h = \frac{4\epsilon_r \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} \cos \theta_i e^{jd\beta_0(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i)}}{e^{2jd\beta_0\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} (\epsilon_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2 - (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} - \epsilon_r \cos \theta_i)^2} \quad (4.47)$$

$$T_s = \frac{4\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} \cos \theta_i e^{jd\beta_0(\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i)}}{e^{2jd\beta_0\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i}} (\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \cos \theta_i)^2 - (\cos \theta_i - \sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2}, \quad (4.48)$$

kjer je  $\vec{E}_i$  vpadno polje na prvi mejni ploskvi stene in  $T$  matrika koeficientov loma, ki so odvisni od vpadnega kota na prvi mejni ploskvi  $\theta_i$ , lomnega kota v prvem mediju  $\theta_r$ , debeline stene  $d$ , valovnega števila v praznem prostoru  $\beta_0$ , relativne dielektričnosti stene  $\epsilon_r$  in valovnega števila medija stene  $\beta$  definirane kot

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_r}. \quad (4.49)$$

Odbito polje  $\vec{E}_r$  na steni končne debeline je lahko izračunano s pomočjo enačb 4.24, vendar so koeficienta odbojev podana z enačbama

$$\Gamma_s = \frac{(1 - \varepsilon_r) \left[ e^{2jd\beta_0(\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i})} - 1 \right]}{e^{2jd\beta_0\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i}} (\cos \theta_i + \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2 - (\cos \theta_i - \sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i})^2} \quad (4.50)$$

$$\Gamma_h = \frac{(\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i - \varepsilon_r^2 \cos^2 \theta_i) \left[ e^{2jd\beta_0(\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i})} - 1 \right]}{e^{2jd\beta_0\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i}} (\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i} + \varepsilon_r \cos \theta_i)^2 - (\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2 \theta_i} - \varepsilon_r \cos \theta_i)^2}. \quad (4.51)$$

#### 4.4.2. Pristop PO

Pristop PO se pri predikciji razširjanja radijskih valov uporablja v dveh različnih kontekstih. Uporablja se za napoved večkratnih uklonov v modelih za mestna in podeželska okolja, saj za nekatere okoliščine običajni pristop GTD/UTD ni primeren. Tehnika PO pa se pogosto uporablja v determinističnih modelih za določanje polja, ki se sipa na oviri. GO predvideva idealni pojav odboja, kjer se vsa energija polja odbije v zrcalni smeri. To je res le v primeru, da je odbojna površina neskončno velika in gladka. Če pa je odbojna površina hrapava in končnih dimenzij, se del energije vpadnega vala odbije v različne smeri. Za povečanje natančnosti modelov je v nekaterih determinističnih modelih za mestna in podeželska okolja vključen tudi prispevek sipanega polja. Prispevek sipanih valov je izjemnega pomena predvsem v primerih, ko se sprejemnik nahaja blizu površine sipanja ali ko na sprejemniku ni GO prispevka prvega reda.

##### 4.4.2.1. Sipanje

Tehnika PO ni tehnika na osnovi žarkov. Pojavi sipanja so, namesto z izrazi za žarke, podani z izraz za vzbujene tokove. Ko vpadni val doseže površino sipanja, je porazdelitev tokov na površini (magnetnih in električnih) vzbujena. Ti tokovi so odgovorni za polje sipanja. Natančna določitev vzbujenih tokov je zahteven problem, zato tehnika PO zagotavlja približne in preproste izraze za vzbujene tokove. PO izraža vzbujene toke kot funkcijo vpadnega vala na površini sipanja. Tehnika predpostavlja, da so v točkah, ki jih ne doseže vpadni val, tokovi enaki nič, v ostalih pa enaki

$$\vec{J}(\vec{r}') = \hat{n} \times \begin{bmatrix} 1 + \Gamma_s & 0 \\ 0 & 1 + \Gamma_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_s^i(\vec{r}') \\ H_h^i(\vec{r}') \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

$$\vec{M}(\vec{r}') = -\hat{n} \times \begin{bmatrix} 1 + \Gamma_s & 0 \\ 0 & 1 + \Gamma_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_s^i(\vec{r}') \\ E_h^i(\vec{r}') \end{bmatrix}, \quad (4.53)$$

kjer je  $\hat{n}$  normalni enotni vektor v točki  $\vec{r}'$  na površini,  $\Gamma_{s,h}$  sta Fresnelova koeficienta odboja (glej enačbi 4.27 in 4.28),  $E_{s,h}^i(\vec{r}')$  in  $H_{sh}^i(\vec{r}')$  pa so komponente vektorjev vpadnega električnega in magnetnega polja.

Za določitev prispevka polju sipane površine, je potrebno izračunati polje, ki ga sevajo inducirana tokova zgornjih enačb. Električno polje na sprejemniku je izračunano z enačbo

$$\vec{E} = \vec{E}_J + \vec{E}_M \quad (4.54)$$

in sta vrednosti  $\vec{E}_J$  in  $\vec{E}_M$  definirani kot

$$\vec{E}_J = \frac{jf\mu}{2} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \hat{r} \times \left( \hat{r} \times \int_S \vec{J}(\vec{r}') e^{j\beta \hat{r} \cdot \vec{r}'} ds \right) \quad (4.55)$$

$$\vec{E}_M = \vec{E}_J = \frac{jf\mu_0 \epsilon_0}{2} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \hat{r} \times \hat{r} \times \int_S \vec{M}(\vec{r}') e^{j\beta \hat{r} \cdot \vec{r}'} ds. \quad (4.56)$$

V predhodnih enačbah je  $r$  razdalja med središčem ploskve in točko opazovanja,  $\hat{r}$  je enotski vektor od središča ploskve proti točki opazovanja,  $f$  je frekvenca,  $\beta$  je valovno število,  $S$  je površina ploskve,  $\epsilon_0$  je dielektričnost praznega prostora in  $\mu_0$  permeabilnost praznega prostora. V primeru, da je vpadni val na ploskvi ravninski, je v predhodni enačbi možno vpeljati koeficiente odbojev in pa tako imenovani integral PO. Učinek hrapavosti površine pa je možno vključiti z množenjem Fresnelovih koeficientov s faktorjem izgub sipanja, kot je navedeno v poglavju 4.4.1.2.

## 4.5. Modeli razširjanja radijskega signala

Modeliranje razširjenja radijskega signala je eden osnovnih korakov pri načrtovanju brezžičnih radijskih omrežij. Brez možnosti vnaprejšnjega natančnega modeliranja zmogljivosti omrežja, je potrebno omrežje najprej zgraditi, testirati dejansko zmogljivosti in šele na podlagi dobljenih rezultatov optimizirati zasnovo. Pristop je časovno potraten, drag in tvegan. Poleg tega obstaja zelo majhna verjetnost, da je končna zasnova omrežja optimalna. Z različnimi metodami predikcije razširjenja radijskega signala in simulacijskimi pristopi je možno koncept omrežja razmeroma natančno preizkusiti že pred njegovo izgradnjo oziroma

celo nakupom opreme. Iste metode je možno, brez dodatnih stroškov strojne opreme in obsežnih prikazov, uporabiti tudi pri izbiri med različnimi potencialnimi tehnologijami in arhitekturami, za optimiziranje zasnove s preizkusom različnih rešitev in za določanje natančnih meril pričakovane zmogljivosti omrežja.

Modeli razširjanja radijskega signala so zbirka matematičnih izrazov in algoritmov, uporabljenih za opis razširjanja radijskega signala v izbranem okolju. Modele razširjenja lahko razdelimo na [Fle96]:

- izkustvene (imenovani tudi empirični),
- deterministične in
- kombinacijo izkustvenih in determinističnih (semi-deterministični).

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

*Deterministični modeli* so primerni predvsem za natančno analizo poti med sprejemnikom in oddajnikom, ki se nahaja 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 pa 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 teoretični modeli računsko zahtevni in zato uporabni za izračun moči radijskega signala znotraj stavb in v mikro celicah. Najpogosteje se uporabljajo modeli, ki temeljijo na metodah sledenja žarkov in metodah končnih časovnih domen. Metode sledenja žarkov 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 s pomočjo determinističnih modelov. Za izboljšanje natančnosti teh

modelov so enačbe, pogosto na podlagi meritev, popravljene. Modeli potrebujejo natančnejše podatke o okolju kot izkustveni, vendar manj kot deterministični. Semi-deterministični modeli so torej računsko manj zahtevni kot deterministični in bolj natančni kot izkustveni.

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

- makro celice,
- mikro celice in
- pikocelice.

*Makro celice* so velika področja, kjer se oddajna antena nahaja nad okoliškimi zgradbami. Tipični radij makro celic je med 1 km in 30 km. Običajno ne obstaja neposredna vidljivost med oddajnikom in sprejemnikom.

Radij *mikro celic* je navadno precej manjši in je med 0,1 km in 1 km. Oddajna antena se lahko nahaja nad, pod ali v isti višini kot okoliške stavbe. Glede na položaj oddajne in sprejemne antene ter ovir v okolici je možno razlikovati dve različni situaciji: LOS (med oddajnikom in sprejemnikom obstaja vidljivost) in NLOS (med oddajnikom in sprejemnikom ni vidljivosti).

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

Izbira modela je odvisna od številnih faktorjev, ki so na kratko opisani v razdelku 4.5.1. Potrebno je poudariti, da so različni modeli razširjanja radijskega signala uporabni v različnih okoljih ter situacijah in je nujno potrebno določiti kateri model je najprimernejši za določeno nalogo.

#### **4.5.1. Izbira modela razširjanja**

Za določeno okolje in tehnologijo ter njen namen uporabe je izjemno pomembno izbrati primeren model razširjenja radijskega signala. Pred samo izbiro in konfiguracijo je potrebno pretehtati številne parametre. Nekateri pomembnejši so na kratko opisani v nadaljevanju. Analiza primernosti modela je potrebno narediti za vsak posamezni scenarij. Nekateri spodaj opisani faktorji se lahko med seboj nekoliko prekrivajo, vendar je ključnega pomena, da so pri izbiri modela parametri preučeni z različnih zornih kotov.

#### **4.5.1.1. Frekvenčno območje**

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

#### **4.5.1.2. Dolžina povezav**

Pri radijskih povezavah v VHF in UHF frekvenčnem področju, ki so relativno kratke (približno razdalja horizonta), glavne izgube nastanejo zaradi značilnosti terena in objektov na njegovi površini (stavbe, drevesa,...). V primeru eksplicitnega opisa omenjenih značilnosti je možno uporabiti deterministične in semi-deterministične modele. V primeru, da lahko te značilnosti le posplošimo, so za izračun pokritja primerni le izkustveni modeli. Za radijske povezave na daljših razdaljah na širjenje radijskega signala vplivajo predvsem atmosferski učinki.

#### **4.5.1.3. Radijsko okolje**

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

#### **4.5.1.4. Višina anten**

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 potrebno upoštevati.

#### 4.5.1.5. Namen uporabe

Pri izbiri modela je potrebno upoštevati tudi želeni namen izračuna razširjenja radijskega signala na določenem področju. V primeru, da je potrebno 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 v natančnejšem planiranju razmeroma nevarna, zlasti pri določanju pokritja na manjših urbanih področjih, v stavbah in predorih. Potrebno je tudi razlikovati med modeli, ki so namenjeni planiranju omrežja, in modeli za določanje interference.

#### 4.5.1.6. Razpoložljivost podatkov

Pri izbiri modela je potrebno 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. To pa lahko nepravilno vpliva na samo planiranje omrežja.

### 4.5.2. Razširjanje v zunanjih okoljih

Karakteristike radijskega kanala v zunanjih okoljih so močno odvisne od značilnosti okolja razširjanja. Na slabljenje signala močno vpliva zemeljska površina, pozidanost terena, vrsta vegetacije, atmosferski vplivi in mobilni objekti. Teren in ovire oziroma prepreke na njegovi površini povzročajo različne odboje, lome, uklone in sipanja radijskih žarkov, ki se odražajo v popačenju radijskega signala in prispevajo k dodatnimi izgubami razširjanja ter presihanju signala na sprejemniku. Poleg omenjenih vplivov je slabljenje radijskega signala na prenosni poti odvisno predvsem od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom in frekvence signala (razdelek 4.1). Modeli razširjanja signala bolj ali manj uspešno in natančno upoštevajo omenjene efekte. Njihova enostavnost se močno razlikuje od tipa okolja (mestno, primestno, podeželsko) in seveda natančnosti, ki jo je moč z njimi doseči.

Najenostavneje je opisati razširjanje radijskega signala ob ravni površini zemlje. V klasičnih brezžičnih mobilnih komunikacijskih sistemih je namreč višina oddajne in sprejemne antene majhna v primerjavi z oddaljenostjo med sprejemnikom in oddajnikom. Razmere prikazuje slika 4.8, kjer je višina sprejemne antene označena s  $h_r$ , višina oddajne s  $h_t$  in razdalja med sprejemno in oddajno anteno z  $d$ . Razdalja  $d$  naj bo dovolj majhna, da je ukrivljenost zemlje zanemarljiva. S pomočjo slike 4.8, z nekaj znanja trigonometrije in



upoštevanjem, da je  $d \gg h_b$ , je razlika med potjo, ki jo opravi odbiti in direktni žarek podana kot

$$\Delta d = \frac{2h_t h_r}{d}. \quad (4.57)$$

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

$$\Delta\phi = \frac{4\pi}{\lambda} \frac{h_t h_r}{d}. \quad (4.58)$$

Celotna moč sprejetega signala pa je

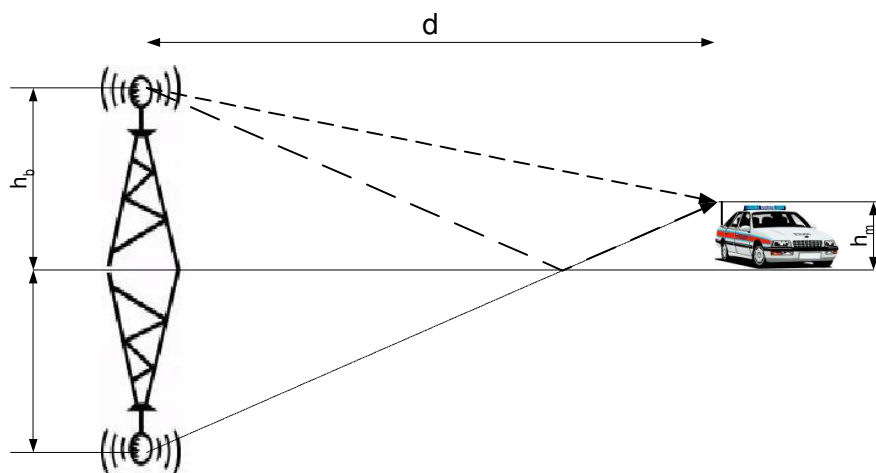
$$P_r = P_t 4 \left( \frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \left| 1 + \rho e^{j\Delta\phi} \right|^2. \quad (4.59)$$

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

$$P_r = P_t \frac{(h_t h_r)^2}{d^4}. \quad (4.60)$$

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

$$L = 40 \log d - 20 \log h_t - 20 \log h_r \quad [\text{dB}]. \quad (4.61)$$



Slika 4.8: Širjenje radijskih valov ob zemlji

Iz enačb 4.60 in 4.61 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 majhni v primerjavi z razdaljo med oddajnikom in sprejemnikom, da je zemlja ravna ter zagotavlja popolni odboj radijskega žarka. V realnosti imamo opravka z valovito pozidano

in/ali poraščeno površino zemlje, zato je slabljenje radijskega signala močno odvisno od frekvence, kar tudi upoštevajo izkustveni modeli. Upadanje moči signala s četrto potenco je precej pogosto v modelih širjenja radijskega signala, vendar pa nekateri izkustveni modeli uporabljajo tudi druge vrednosti potence, ki so odvisne od okolja.

#### 4.5.2.1. Model Okumura

Model Okumura temelji na osnovi meritev v okolici Tokia [Oku68]. Okumura je predlagal naslednjo enačbo za izgubo poti

$$L = A_m(f, d) - H_t(h_t, d) - H_r(h_r, f), \quad (4.62)$$

kjer je  $A_m$  srednje slabljenje glede na slabljenje v praznem prostoru v mestnem okolju pri navidezno ravnem terenu in višini oddajne antene 200 m ter sprejemnika 3 m.  $H_t$  in  $H_r$  sta faktorja oddajnika in sprejemnika, odvisna od višine antene oddajnika  $h_t$  in sprejemnika  $h_r$ . Parametri modela Okumura so podani v grafih. Slaba stran modela je njegova neprimernost za računalniško implementacijo. Model Okumura je analitično obdelal Hata in ga prilagodil za uporabo v računalniških simulacijah.

#### 4.5.2.2. Model Hata, Hata COST 231 in Hata/Davison

Empirični model Hata velja za frekvenco od 150 MHz do 1,5 GHz, višino oddajne antene  $h_t$  med 30 m in 120 m, višino sprejemne antene  $h_r$  med 1 m in 10 m, ter razdalje med oddajnikom in sprejemnikom od 1 km do 20 km, kjer je model točen na 1 km [Hat80]. Model Hata upošteva širjenje radijskih valov v različnih okoljih. Za mestna okolja je izguba poti podana z enačbo

$$L_u [dB] = 69.55 + 26 \log f - 13.82 \log h_t - a(h_r) + (4.99 - 6.55 \log h_r) \log d \quad (4.63)$$

V predhodnem izrazu parameter  $a(h_r)$  predstavlja faktor korekcije, ki je odvisen od višine sprejemne antene, frekvence in velikosti področja pokritja. Za majhna in srednje velika mesta je

$$a(h_r) = (1.1 \log f - 0.7)h_r - (1.56 \log f - 0.8), \quad (4.64)$$

za velika mesta pa

$$\begin{aligned} a(h_r) &= 8.29(\log 1.54h_r)^2 - 1.1 \quad \text{za } f \leq 300\text{MHz} \\ a(h_r) &= 3.2(\log 11.75h_r)^2 - 4.97 \quad \text{za } f \geq 300\text{MHz}. \end{aligned} \quad (4.65)$$

Za primestna okolja velja sledeča enačba slabljenja prenosne poti

$$L_{su} [dB] = L_u [dB] - 2 \left[ \log \left( \frac{f}{28} \right)^2 \right] - 5.4, \quad (4.66)$$

za podeželja pa

$$L_r [dB] = L_u - 4.78 \log^2 f + 18.33 \log f - 4.94. \quad (4.67)$$

Ta model je predvsem primeren za velike celice mobilnih sistemov in ne za celice z radijem velikostnega razreda 1 km, ki jih najdemo v osebnih komunikacijskih sistemih.

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

$$L [dB] = 69.55 + 26.16 \log f - 13.82 \log h_t - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d - E \quad (4.68)$$

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

$$E = 30 - 25 \log(\% \text{ ozemlja pokritega s stavbami}). \quad (4.69)$$

$E$  je enak 0, kjer je pokritost s stavbami približno 16 %. V primeru, da je 20 % področja pokritega s stavbami, je

$$E = 30 - 25 \log 20 = -2.5 \text{ dB}. \quad (4.70)$$

Model Hata velja le za frekvence do 1,5 GHz. Celični brezžični sistemi pa delujejo tudi na frekvencah 1,8-2,0 GHz. Zato je bil model Hata razširjen tako, da velja tudi v tem frekvenčnem področju. V okviru evropskega projekta COST 231 (Cooperation of Science and Technology) so predlagali model za frekvenčno področje med 1500 MHz in 2000 MHz, višino oddajnika med 30 in 200 m, sprejemne postaje med 1 m in 10 m in oddaljenost oddajnika od sprejemnika med 1 km in 20 km [Cic96]. Osnova je model Hata za primestno okolje

$$L [dB] = 46.33 + 33.9 \log f - 13.82 \log h_t - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log h_t) \log d + C, \quad (4.71)$$

kjer je  $C=0$  za srednja mesta in primestna okolja in  $C=3$  za centre velikih mest. Ostali parametri pa so enaki kot pri modelu Hata.

Model Hata/Davidson velja za frekvenčno področje med 30 MHz in 1500 MHz. Podoben je osnovnemu modelu Hata, vendar je nekoliko poenostavljen. Definirani so trije tipi okolja: mestno, primestno, navidezno odprto in odprto, ter potrebne korekcije za višino oddajnika in sprejemnika. Model vsebuje korekcijske faktorje, ki podaljšujejo veljavnost modela do 300 km.

Skupina modelov Okumura/Hata je omejena z višino oddajne antene 30 m. Lahko se uporablja za oddajnike nameščene nižje kot 30 m, vendar morajo biti stavbe v okolici oddajnika precej pod nivojem antene. Modeli Okumura/Hata se ne smejo uporabljati za določanje moči sprejetega signala v uličnih kanjonih in izračun pokritja bližje od 1 km, kjer je izguba poti močno odvisna od topologije okoliških stavb.

#### 4.5.2.3. 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 [Ric65]. Model Longley/Rice uporabi podatke o obliki terena, preko katerega se izračunava izguba na poti, prevodnost zemlje, klimatske razmere, itd. Pot širjenja radijskih valov je razdeljena na tri dele: območje neposredne vidljivosti, področje uklona žarkov in področje sipanja. Za vsako področje se uporablja drug model izgube poti. Model daje dobre rezultate na frekvenčnem področju med 20 MHz in 40 GHz ter dolžine poti med 1 km in 20 km.

#### 4.5.2.4. Model COST 231 Walfisch Ikegami

Model COST 231 Walfisch Ikegami (WIM – Walfisch Ikegami Model) je semi-determinističen model, ki se uporablja za izračunavanje izgube poti v mikro celicah [Cic96]. Temelji na modelih Walfisch-Bertoni [Wal88] in Ikegami [Ike84]. Model predvideva dva osnovna načina izračunavanja izgub poti:

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

Model velja za razdalje  $d$  med 0,02 km in 5 km ter v frekvenčnem področju med 1,5 GHz in 2,0 GHz.

V primeru LOS je izguba poti v uličnem kanjonu enaka

$$L[dB] = 42.64 + 26 \log d_{[km]} + 20 \log f_{[MHz]}, \quad d_{[km]} \geq 0,02. \quad (4.72)$$

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 s potenco 2,6 z razdaljo.

V primeru ko ni vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom, pa model upošteva naslednje parametre:

- višina oddajnika:  $h_t$  (od 4 m do 50 m),

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

Izguba poti je sestavljena iz treh členov:

- izguba v praznem in neomejenem prostoru

$$L_0 = 32.4 + 20 \log(d) + 20 \log(f), \quad (4.73)$$

- izguba zaradi uklona in sipanja  $L_1$  in
- izguba zaradi večkratnega prikrivanja  $L_2$

$$L[\text{dB}] = \begin{cases} L_0 + L_1 + L_2, & L_1 + L_2 \geq 0 \\ L_0, & L_1 + L_2 < 0 \end{cases} \quad (4.74)$$

Izguba zaradi uklona in sipanja je

$$L_1 = -16.9 - 10 \log(w) + 10 \log(f) + 20 \log(\Delta h_r) + L_{11}, \quad (4.75)$$

kjer je

$$L_{11} = \begin{cases} -10 + 0.354(\phi), & 0 \leq \phi < 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\phi - 35^\circ), & 35^\circ \leq \phi < 55^\circ \\ 4.5 - 0.11(\phi - 55^\circ), & 55^\circ \leq \phi \leq 90^\circ \end{cases} \quad (4.76)$$

izguba zaradi orientacije.

Izguba zaradi večkratnega prikrivanja je definirana kot

$$L_2 = L_{21} + k_a + k_d \log(d) + k_f \log(f) - 9 \log(b), \quad (4.77)$$

kjer je

$$L_{21} = \begin{cases} -18 \log(1 + \Delta h_t) & h_t > h_B \\ 0 & h_t \leq h_B \end{cases} \quad (4.78)$$

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

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_t \geq h_B \\ 54 - 0.8(h_t - h_B), & h_t < h_B \wedge d \geq 0.5 \text{ m}, \\ 54 - 0.4 d(h_t - h_B), & h_t < h_B \wedge d < 0.5 \text{ m} \end{cases} \quad (4.79)$$

$$k_d = \begin{cases} 18, & h_t \geq h_B \\ 18 - \frac{15(h_t - h_B)}{h_B}, & h_t < h_B \end{cases} \quad (4.80)$$

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

$$k_f = -4 + k_{f1} \left( \frac{f}{925} - 1 \right). \quad (4.81)$$

Parameter  $k_{f1}$  ima vrednost 1,5 za centre mest in 0,7 drugače.

Model COST231-Walfish-Ikegami dobro predvideva izgubo poti, kadar se antene oddajnika nahajajo nad nivojem strehe. Rezultati predikcije pa so slabi, če se antena oddajnika nahaja pri tleh, saj model ne upošteva efekta valovoda v uličnih kanjonih velikih mest.

#### 4.5.2.5. Ostali modeli na osnovi uklona žarkov preko vrha streh

Poleg predhodno opisanega modela obstajajo še nekateri semi-deterministični modeli razviti za uporabo v makro in mikro celicah, ki temeljijo na teoriji PO in GTD. Modeli se med seboj razlikujejo po številu upoštevanih žarkov, višini oddajne antene, primernosti za NLOS oziroma LOS razmere in v aproksimaciji urbanega okolja.

Model Ikegami [Ike84] 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. Model Walfisch-Bertoni [Wal88] je primeren za mestna in primestna okolja kjer so zgradbe urejene tako, da tvorijo vzporedne vrste z enako višino in širino. Model je primeren za razmere NLOS in zahteva, da je antena oddajnika nad nivojem streh. Model Xia-Bertoni predstavlja razširitev modela Walfisch-Bertoni in dovoljuje, da se antena oddajnika nahaja tako pod kot nad strehami stavb [Xia92].

Saunders in Bonar [Sau94] sta razvila model širjenja preko streh za primer večih zgradb, ki, v nasprotju z modelom Walfisch-Bertoni, daje dokaj natančne rezultate tudi za krajše razdalje. Kasneje sta ta model razširila in v njem upoštevala neenake višine zgradb in razmike med njimi [Sau95]. Vogler je razvil model, ki prav tako upošteva neenake višine zgradb in različne razmike med njimi, vendar je neprimeren za večje število zgradb [Vog82]. Model temelji na večkratnem integralu, ki nastopa v funkciji slabljenja preko ostrega roba.

#### 4.5.2.6. Dvo-žarkovni model

Pri izračunu polja na sprejemni strani sta upoštevana le neposredni žarek in žarek, ki se odbije od tal [Rus91]. Izguba poti na sprejemniku je

$$L = 20 \log \left[ \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right) \left| \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} + \Gamma \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} \right| \right]. \quad (4.82)$$

$\Gamma$  predstavlja Fresnelov koeficient tal,  $\lambda$  je valovna dolžina,  $k$  je valovno število,  $r_1$  in  $r_2$  pa sta dolžini poti neposrednega in odbitega žarka.

Model je primeren za podeželska okolja z ravnim terenom, pa tudi za mikro celice z nizkimi antenami oddajnikov in z neposredno vidljivostjo med oddajnikom in sprejemnikom. V slednjih primerih se pojavijo tudi odboji in uklona na stenah zgradb, kar posledično povzroči hitre spremembe vendar ne prispeva k celotni izgubi poti modela.

Če je enačba 4.82 zapisana kot funkcija razdalje med oddajnikom in sprejemnikom  $d$ , lahko odvisnost  $L$ -ja od  $d$  nadomestimo z dvema ravnima odsekoma z različnima nagiboma ( $n_1$  in  $n_2$ ). Točka preloma med obema odsekoma se nahaja na določeni razdalji do oddajnika, ki je podana kot

$$d_b = \frac{4h_t h_r}{\lambda}, \quad (4.83)$$

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

$$L = \begin{cases} L_1 + 10n_1 \log d & \text{ko je } 1 < d < d_b \\ L_1 + 10n_2 \log(d/d_b) + 10n_1 \log d_b & \text{ko je } d > d_b \end{cases}. \quad (4.84)$$

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

UIT-R je naredil tudi modifikacijo tega modela, kjer so, namesto dveh odsekov, upoštevani trije. Napovedan izguba poti je podana izključno kot funkcija razdalje točke preloma

$$L = \begin{cases} 40 + 25 \log d, & \text{ko je } d < d_b / 2 \\ 40 + 25 \log(d_b / 2) + 40 \log(2d / d_b), & \text{ko je } d_b / 2 \leq d < 4d_b \\ 40 + 25 \log(d_b / 2) + 40 \log(4d_b) + 60 \log(d / 4d_b), & \text{ko je } d \geq 4d_b \end{cases}. \quad (4.85)$$

V mikro celicah z antenami pod nivoji streh, se uporabljajo tudi modeli, ki upoštevajo več žarkov. Modeli predvidevajo ulico kot dielektrično sotesko, kjer so prisotni neposredni žarki in žarki odbiti od tal ter sten zgradb. Na sprejemnik pride nešteto žarkov, zato je v praksi potrebno upoštevati le najpomembnejše. Predlagana sta bila tako model, ki upošteva štiri žarke (neposredni, odbiti žarek od tal, in dva enkrat odbita žarka od sten), in model s šestimi

žarki [Rus91]. Slednji upošteva, poleg že predhodno naštetih žarkov, tudi dva dvakrat odbita žarka.

#### 4.5.2.7. Bacon model

Model Bacon je primeren za uporabo na odprtih in ravnih področjih [EPT01]. Pri izračunu izgube poti model upošteva višino oddajne in sprejemne antene ( $h_1$  in  $h_2$ ), njuno medsebojno oddaljenost ( $d$ ), frekvenco signala ( $f$ ) in odstotek lokacij na katerih signal preseže določeno vrednost ( $p$ ). Izguba poti je podana z enačbo

$$L = 10 \log_{10}(L_1 + L_2). \quad (4.86)$$

V predhodni enačbi sta parametra  $L_1$  in  $L_2$  določena z enačbama

$$L_1 = 32,4 + 20 \log_{10}(f \cdot d) + 10 \log_{10}(10^{[3-2 \log(100-p)]} + 10^{-0,84}), \quad (4.87)$$

$$L_2 = L_m + L_c. \quad (4.88)$$

Izraz  $L_m$  je podan z

$$L_m = 120 + 40 \log_{10} d - 20 \log_{10}(h_1 \cdot h_2), \quad (4.89)$$

medtem ko je izraz  $L_c$  bolj zapletena funkcija in podana kot

$$\begin{aligned} L_c &= I(0,01p)\sigma & p > 0,5 \\ &= I(0,01p-1)\sigma & \text{drugace} \end{aligned} \quad (4.90)$$

Standardna deviacija ( $\sigma$ ) je definirana kot

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{L_d}{2,3} & L_d > 0 \\ &= 0 & \text{drugace} \end{aligned}, \quad (4.91)$$

kjer je

$$L_d = L_m - 20 \log_{10}(f \cdot d) - 32,4. \quad (4.92)$$

Potrebno je tudi izračunati najmanjšo vrednost standardne deviacije, ki je

$$\sigma_{\min} = 2 + 0,1f^{0,5}, \quad (4.93)$$

in če je  $\sigma < \sigma_{\min}$ , potem je  $\sigma = \sigma_{\min}$ .

Funkcija  $I(x)$ , ki nastopa v enačbi 4.90, je definirana kot

$$I(x) = \xi(x)T(x) = T(x) = \sqrt{-2 \ln(x)} \frac{[0,010328T(x) + 0,802853]T(x) + 2,515516698}{([0,001308T(x) + 0,189269]T(x) + 1,432788)T(x) + 1}. \quad (4.94)$$



#### 4.5.2.8. Model CEPT SE21

Model je predlagala organizacija ITU-R v dokumentu SM.329-6 [ITU-R]. Model je sestavljen iz treh delov in upošteva višino anten, frekvenco razširjanja in razmik med oddajnikom in sprejemnikom. Izguba poti je podana z naslednjimi enačbami:

$$L_1 = 20 \log_{10} f + 20 \log_{10} d + 32,44 \quad d \leq 0,04 \text{ km}, \quad (4.95)$$

$$L_2 = L_1(0,04) + \frac{(\log_{10} d - \log_{10} 0,04)(L_3(0,1) - L_1(0,04))}{\log_{10}(0,1) - \log_{10}(0,04)} \quad 0,04 < d < 0,1 \text{ km}, \quad (4.96)$$

$$\begin{aligned} L_3 = & 69,6 + 26,2 \log_{10} f - 13,82 \log_{10} [\max(30; h_{\max})] \\ & + (44,9 - 6,55 \log_{10} [\max(30; h_{\max})]) \log_{10} d \quad d \geq 0,1 \text{ km}. \quad (4.97) \\ & - a(f, h_{\min}) - b(h_{\max}) \end{aligned}$$

V predhodnih enačbah predstavljata  $h_{\min}$  in  $h_{\max}$  višini manjše oziroma večje antene, konstanti  $a$  in  $b$  pa sta podani kot

$$a = (1,1 \log_{10} f - 0,7) \min(10, h_{\min}) - (1,56 \log_{10} f - 0,8) + \max\left(0; 20 \log_{10} \left(\frac{h_{\min}}{10}\right)\right) \text{ in} \quad (4.98)$$

$$b = \min\left(0; 20 \log_{10} \left(\frac{h_{\max}}{30}\right)\right). \quad (4.99)$$

Iz izrazov modela je razvidno, da je za razdalje manjše od 40 m model enak modelu razširjanja signala v praznem prostoru. Enačba za  $L_3$ , ki je namenjena za uporabo na razdaljah večje od 100 m, je razmeroma kompleksna. Za fiksno frekvenco 400 MHz in višino anten pod 30 m jo je moč poenostaviti v

$$L_3 = 117,36 + 35,22 \log_{10} d - a(h_{\min}) - b(h_{\max}). \quad (4.100)$$

Enačba je izjemno podobna enačbi 4.6, le da je konstanta v enačbi 4.100 bistveno večja. Enačba modela CEPT SE21 za oddaljenosti med 40 m in 100 m pa je enostavna linearna interpolacija med vrednostma modela pri 40 m oziroma 100 m.

#### 4.5.3. Razširjanje signala v stavbe in znotraj 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 se uporabnik nahaja, kako daleč v notranjosti stavbe je, itd. V snopovnem načinu je možno določiti jakost signala v stavbi tako, da se s komercialnim orodjem, ki na primer uporablja

model Okumura ali Longley/Rice, izračuna jakost signala zunaj stavbe ter doda dodatno vrednost za slabljenje, ki je pridobljena s pomočjo meritev na podobnih stavbah.

Okvirne vrednosti slabljenja znotraj stavb za UHF komunikacijske sisteme delujoče na frekvencah med 450-470 MHz so poznane.

Tabela 4.2 podaja okvirne vrednosti slabljenja za posamezna nadstropja glede na radijski signal izmerjen zunaj stavb. Prav tako so znane okvirne vrednosti slabljenja povzročene pri prehodu radijskega žarka skozi stene, le to znaša od 10 do 15 dB in pri prehodu radijskega žarka med nadstropji, ki znaša od 12 do 27 dB.

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

*Tabela 4.2: Izmerjene vrednosti slabljenja znotraj stavb*

Tudi razširjanje radijskega signala med terminali znotraj stavb v načinu DMO je podvrženo slabljenju, ki ga povzročajo vmesne sten, stropi, vrata in ostale ovire v prostorih. Doseg komunikacije v stavbi je odvisen predvsem od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom, števila vmesnih sten in tal ter njihovih elektromagnetnih lastnosti. Za izračun pokritja znotraj stavb obstajajo različna komercialna orodja, ki uporabljajo bodisi empirične modele za izračun pokritja v stavbah ali pa tehnike sledenja žarkov.

#### **4.5.3.1. Modeli razširjanja valovanja v stavbah v neposrednem načinu delovanja**

V primeru neposrednega načina delovanja sistema TETRA se terminali nahajajo blizu drug drugemu, zato ne moremo uporabiti modelov širjenja v makro celicah kot so modeli Okumura Hata, Longley/Rice in podobnih, ki veljajo za daljne elektromagnetno polje. Tudi modele širjenja valovanja znotraj prostorov lahko razdelimo na izkustvene in deterministične.

Lastnosti stavb (dimenzije, lastnosti zidov kot so prevodnost, permeabilnost, dielektrična konstanta, itd) običajno niso natančno poznane. Če pa so, se v primeru izrednih dogodkov, kot

so potresi in požari lahko močno spremenijo. Zato je natančnost empiričnih modelov izgube poti zadovoljiva.

Večina determinističnih modelov za razširjanje valovanja v notranjost stavb uporablja metode sledenja žarkov. Ker je metoda sledenja žarkov računsko kompleksna, programski paketi uporabljajo poenostavljene metode, ki pohitrijo izračun, vendar bistveno ne povečajo napake pri izračunu jakosti signala.

#### **4.5.3.1.1. Model enotnega nagiba**

Model določa linearno odvisnost med izgubo poti v decibelih in logaritmom razdalje [Cic96]. Enačba za izgubo poti je

$$L = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log(d), \quad (4.101)$$

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 enostaven, saj je edini spremenljivi parameter razdalja med sprejemnikom in oddajnikom. Potrebno pa je upoštevati tudi odvisnost parametrov od kategorije okolja.

#### **4.5.3.1.2. Model linearnega slabljenja**

Model linearnega slabljenja (LAM – Linear Attenuation Model) predvideva, da je izguba poti linearno odvisna od razdalje in koeficienta slabljenja  $\alpha$  (dB/m) [Cic96]

$$L = L_{FS} + \alpha \cdot d. \quad (4.102)$$

V nekaterih študijah so dodali še faktor, ki upošteva izgube zaradi sten, kar do neke mere izboljšuje zmogljivost oziroma natančnost modela.

#### **4.5.3.1.3. Model faktorja slabljenja**

Je empirični model razvit za notranjost zgradb, ki določa izgube poti razširjanja v istem nadstropju ali skozi različna nadstropja [Sei92]. Izguba poti je podana kot

$$L = L(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + FAF. \quad (4.103)$$

$FAF$  predstavlja faktor slabljenja tal in se upošteva pri razširjanju preko različnih nadstropij,  $n$  pa je eksponent izgube poti za opazovano lokacijo v istem nadstropju katerega tipična vrednost znaša 2,6. Vrednost  $FAF$  pa je med 12,9 in 16,2 v primeru prenosa preko enega nadstropja, od 18,7 do 27,5 preko dveh nadstropij in med 24,4 in 31,6 preko treh nadstropij.

Narejena je bila tudi modifikacija modela v katerem je izguba poti podana z enačbo

$$L = L(d_0) + 10 \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + \alpha d + FAF. \quad (4.104)$$

V enačbi 4.104 predstavlja  $\alpha$  faktor slabljenja, ki je za različna notranja okolja eksperimentalno določen.

#### 4.5.3.1.4. Model Keenan-Montley

Model Keenan-Montley upošteva tako slabljenje skozi posamezne stene kot tudi nadstropja [Kee90] in je podano z

$$L = L_0 + 10d \log d + \sum_{i=1}^I k_{fi} L_{fi} + \sum_{j=1}^I k_{wj} L_{wj}. \quad (4.105)$$

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

#### 4.5.3.1.5. Model večih sten

Model večih sten (MWM – Multi Wall Model) določa izgubo poti kot izgubo v praznem prostoru z dodatnim faktorjem, ki predstavlja izgubo poti neposrednega žarka pri penetraciji skozi stene oziroma tla [Cic96]. 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  $b$

$$L = L_{FS} + L_C + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f^{\left[\frac{k_f+2}{k_f+1} - b\right]} L_f. \quad (4.106)$$

V predhodni 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 tipov sten.

Faktor konstantnih izgub v predhodni enačbi izhaja iz izgub sten in je določen iz rezultatov meritev z uporabo več-potne linearne regresije. Običajno je zelo blizu ničle. Tretji izraz v enačbi 4.106 opisuje celotno izgubo zaradi sten med oddajnikom in sprejemnikom. Iz praktičnih razlogov je priporočljivo imeti čim manjše število različnih tipov sten, saj je razlika med posameznimi tipi razmeroma majhna, kar pomeni, da je njihova pomembnost v modelu nejasna.

Potrebno je poudariti, da faktorji izgub v zgornji enačbi niso fizične izgube sten, ampak koeficienti modela, ki so optimizirani z izmerjenimi podatki izgube poti. Posledično faktorji izgub vključujejo tudi vplive povišanja in celo posledice vodenja signalov vzdolž koridorjev.

#### **4.5.4. Razširjanje v predorih**

Tretje značilno okolje, kjer se pogosto uporablja sistem profesionalnih komunikacij, predvsem v neposrednem načinu delovanja, so predori, kjer v primeru nesreče lahko pride do popolnega uničenja telekomunikacijske infrastrukture, kar onemogoči uporabo PMR sistemov v snopovnem načinu delovanja.

Lastnosti širjenja radijskih valov v predorih so razmeroma specifične in se močno razlikujejo od lastnosti širjenja v drugih okoljih kot so mesta, stavbe, itd. Pri nekoliko višjih frekvencah (nekaj 100 MHz) se lahko pojavi fenomen vodenega radijskega vala in tako predor za širjenje radijskih žarkov predstavlja valovod. Dosedanje ugotovitve [Der78, Kee90, Kle94, Zha03] kažejo, da pojave vodenega radijskega žarka pride le v primeru, ko 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 s stališča razširjanja UHF radijskega signala predor predstavlja valovod z izgubami v dielektričnih stenah.

Radijsko pokritje v predorih je potrebno tako za komercialno uporabo kot tudi za komunikacijo v primeru zaščite in reševanja. Zaradi tega je bilo narejena vrsta raziskav na temo razširjanja UHF radijskih signalov v predorih. V preteklosti je bilo večina eksperimentalnih raziskav o značilnostih razširjanja radijskih valov v predorih usmerjenih v iskanje frekvenčnega pasa v katerem je stopnja slabljenja najnižja. Rezultati so pokazali, da naj bi bilo optimalno frekvenčno okno med 1 in 2 GHz. Zajetno število študij je narejenih predvsem na frekvencah namenjenih javnim mobilnim komunikacijam kot so GSM (900 MHz) in v zadnjem času tudi UMTS (1800 MHz). V raziskavah je bilo pokazano, da je

slabljenje v oddaljenih področjih predorov običajno manjše kot v praznem prostoru, kar dokazuje, da je v tem področju prisoten pojav vodenega vala oziroma valovoda [Zha98].

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 daljne področje razširjanja [Kle94, Zha03].

Za izračun jakosti signala vzdolž predorov se uporabljajo tudi deterministični modeli razširjanja radijskega signala med katere spadajo metode sledenja žarku [Che96, Did00, Wan06]. V tem primeru predor opišemo s povezanimi ravnimi ploskvami. V ukrivljenih predorih ovalnega prečnega prereza je zaradi velikega števila ravnih majhnih ploskvic tridimenzionalni izračun časovno potraten. Izračun jakosti radijskega signala v predorih lahko pohitrimo z metodo vektorskih parabolčnih enačb, ki se uporabljajo za izračun električnega polja v valovodih. Postopek omogoča hiter in dokaj natančen izračun električnega polja tudi v zavutih predorih poljubnega prečnega preseka.

#### 4.5.4.1. Razširjenje radijskega signala v valovodih

Kot smo že omenili, si predor lahko predstavimo kot votel prevodnik, ki ima lastnosti valovoda [Der78]. 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 [Der78]

$$\lambda_{mn} = \frac{2\sqrt{ab}}{\sqrt{m^2 \frac{a}{b} + n^2 \frac{a}{b}}}, \quad (4.107)$$

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

V primeru, da 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, 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 rodom razširjanja. Z višanjem frekvence se slabljenje signala zmanjšuje.

#### 4.5.4.2. Žarkovni modeli

V predorih, katerih prečne dimenzije so veliko večje od valovne dolžine signala v praznem prostoru  $\lambda$ , so bili za razmeroma natančen izračun izgube poti razviti *žarkovni modeli*. Osnovni žarkovni model je podan z enačbo

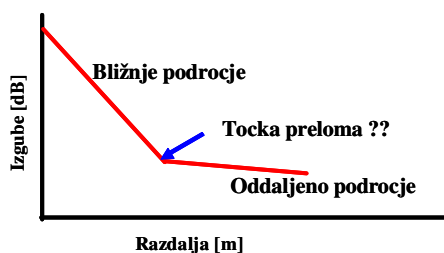
$$L_R [\text{dB}] = 10 \log_{10} \left[ \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left\| \frac{G_d}{r} + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{G_i \Gamma_i \exp\left( j \frac{2\pi}{\lambda} (r_i - r) \right)}{r_i} \right\|^2 \right]. \quad (4.108)$$

V enačbi 4.108 sta  $G_d$  in  $G_i$  produkta ojačanj oddajne in sprejemne antene, ki ustrezata poti neposrednega oziroma  $i$ -tega odbitega žarka,  $r$  in  $r_i$  sta dolžini poti direktnega in  $i$ -tega odbitega žarka.  $\Gamma_i$  je produkt odbojnih koeficientov vseh sten na katerih se  $i$ -ti žarek odbije. Odbojna koeficienta sta podani z enačbama 4.27 in 4.28, v katerih so vrednosti relativne dielektričnosti, ki so frekvenčno odvisne, izračunane preko enačbe 4.29 [Che96].

Z žarkovnimi modeli je možno natančno predvideti izgube poti tako v bližnjem kot v daljnem področju predora. Vendar pa so modeli računsko kompleksni in zahtevni, potrebno pa je tudi natančno poznavanje parametrov predora (dimenzije, električni parametri sten in tal, hrapavost,...).

#### 4.5.4.3. Modeli dvojnega nagiba in točka preloma

Za izračun izgube poti v predorih se pogosto uporabljajo modeli dvojnega nagiba, kjer je širjenje valov razdeljeno na dve področji. V bližnjem področju jakost signala pada podobno kot v praznem prostoru, medtem ko je izguba poti v oddaljenih področjih, kjer so prisotni učinki valovoda, precej manjša. Točka, ki ločuje obe področji, se imenuje *točka preloma* (slika 4.9) in jo je možno določiti z meritvami ali teoretično, običajno s pomočjo Maxwellovih enačb.



Slika 4.9: Področji širjenja signala v predorih in točka preloma

Deryck je v [Der78] zapisal, da izgube v bližnjem področju ustrezajo stopnji slabljenja prečnega električnega roda  $TE_{11}$  in v daljnem področju stopnji slabljenja prečnega električnega roda  $TE_{10}$ . Delogne [Del82] pa trdi, da so v radijski zvezi z vertikalno polarizirano oddajno in sprejemno anteno  $E_{0n}^{(v)}$  rodovi dominantni v bližnjem področju in  $E_{mn}^{(h)}$  rodovi dominantni v oddaljenem področju. Izgube ustrezajo stopnjam slabljenja  $E_{01}^{(v)}$  rodov v bližnjem in  $E_{00}^{(h)}$  rodov v oddaljenem področju.

V nadaljevanju sta opisana dva razmeroma enostavna analitična pristopa za določitev poteka širjenja radijskega signala v predoru in izračun prelomne točke.

#### 4.5.4.3.1. Model tehniške univerze na Dunaju

Model tehniške univerze na Dunaju (TUV – Technical University of Vienna) [Kle94] temelji na izračunu razdalje imenovane *kritična razdalja* –  $l_{crit}$ . Od te razdalje naprej skoraj vsi višji rodovi valovanja izginejo. Kritična razdalje je odvisna od prečne dimenzije predora  $d$  in valovne dolžine v praznem prostoru  $\lambda$  ter je podana z enačbo

$$l_{crit} = \frac{d^2}{\lambda}. \quad (4.109)$$

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

$$P_r = P_0 - l \cdot \alpha_0. \quad (4.110)$$

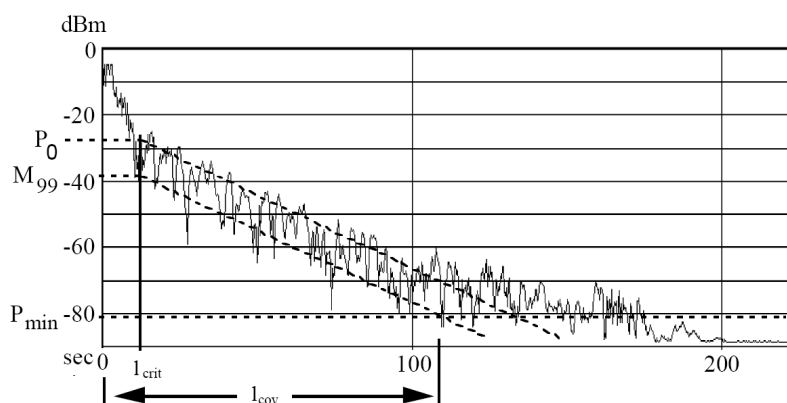
$P_r$  v gornji enačbi predstavlja sprejeto moč v dB pri oddaljenosti  $l$  od antene,  $P_0$  je referenčni nivo izmerjen pri oddaljenosti  $l_0$  od antene,  $\alpha_0$  pa je faktor izgube odvisen od predora in frekvence.

Za določitev  $P_0$  in  $\alpha_0$  je potrebno za izbrano vrsto predora izvesti dve referenčni meritvi (slika 4.10). Povprečje je izračunano preko razdalje približno  $l_{crit}/10$ , ki je dovolj velika za izločitev presiha in hkrati dovolj majhna za upoštevanje efekta slabljenja valovoda. Za praktičen izračun izgube razširjanja ali razdalje pokritja  $l_{cov}$  je vključena verjetnostna meja (nivojska razlika med 50% in 99% verjetnostjo pokritja –  $M_{99}$ ) in je podana z

$$l_{cov} = l_{crit} + (P_0 - M_{99} - P_{min}) / \alpha_0, \quad (4.111)$$

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





Slika 4.10: Izmerjeni nivo signala v cestnem predoru in model;  $f= 960 \text{ MHz}$ ,  $v= 80 \text{ km/h}$  – [Kle94]

Če je med vozili in/ali nad vozili 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 predori za hitre vlake. Zavoji v predorih s krivinskim radijem, ki se običajno uporabljajo, bistveno ne vplivajo na razširjanje signala.

#### 4.5.4.3.2. Pristop Zhang

Zhang [Zha03] predvideva, da se radijski signal v bližini oddajnika širi kot v praznem prostoru in kot v valovodu v oddaljenem področju. Točka preloma med obema področjema je določena kot sečišče obeh krivulj.

Model valovoda oziroma analitični žarkovni model določa enačba

$$L_w[\text{dB}] = 5\lambda r \left( \frac{1}{w^2} \log_{10} \frac{1}{|R_v|^2} + \frac{1}{h^2} \log_{10} \frac{1}{|R_h|^2} \right) + CL_r + CL_t, \quad (4.112)$$

v kateri sta  $R_v$  in  $R_h$  ( $\Gamma_h$  oziroma  $\Gamma_s$  v enačbah 4.27 in 4.28) odbojna koeficienta za vertikalno in horizontalno polarizacijo pri vpadnih kotih  $\phi_v = \lambda/2w$  in  $\phi_h = \lambda/2h$ ,  $CL_r$  in  $CL_t$  izgube skopljenja sprejemne in oddajne antene. Izgube skopljenja za anteno, ki se nahaja v točki (x,y) v predoru so podane z

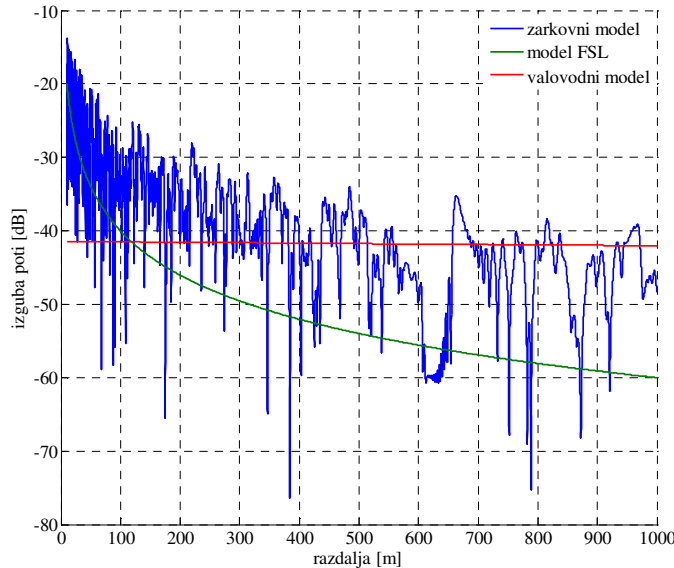
$$CL[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left[ \frac{2\pi wh}{\lambda^2 G} \cos^{-2} \left( \frac{\pi x}{w} \right) \cos^{-2} \left( \frac{\pi y}{h} \right) \right], \quad (4.113)$$

kjer je  $G$  ojačanje antene. Model je enostaven za uporabo, vendar pa daje uporabne rezultate za izgubo poti le v daljnih področjih predora. Začetek daljnega področja oziroma točko preloma pa s tem modelom ni moč določiti.

Za določitev točke preloma je potrebno zapisati še enačbo modela izgube poti v praznem prostoru (FSL - Free Space Loss)

$$L_{FSL}[\text{dB}] = 10 \log_{10} \left[ \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2} \left| \frac{G}{r} \right|^2 \right]. \quad (4.114)$$

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



Slika 4.11: Simulacija žarkovnih modelov in modela FSL -  $f=2 \text{ GHz}$

Slika 4.11 prikazuje potek krivulj žarkovnega, valovodnega in FSL modela. Simulacije so narejene za prazen pravokotni predor širine  $w=10 \text{ m}$  in višine  $h=5 \text{ m}$  ter frekvenco  $2,0 \text{ GHz}$ . Relativna permeabilnost sten in prevodnost sten sta znašala  $\epsilon_r = 10$  oziroma  $\sigma = 0,01 \text{ S/m}$ . Iz poteka krivulj je razvidno, da obstajata dve področji razširjenja radijskega signala. Točka sekanja med krivuljama valovodnega modela in modela FSL določa točko preloma. Področje pred točko preloma je bližnje področje, 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. V področju za točko preloma (tako imenovano oddaljeno področje) pa se signal širi kot v valovodu. Izgube razširjanja signala v tem delu pa lahko računamo z valovodnim (analitičnim žarkovnim) modelom. Točka preloma vzdolž poti je določena kot mesto, kjer so izgube razširjanja obeh modelov enake

$$L_{FSL}[\text{dB}] = L_w[\text{dB}]. \quad (4.115)$$

Torej, slabljenje signala v predorih najbolje predvideva žarkovni model, ki pa ga je mogoče nadomestimo z enostavnejšima modeloma FSL (bližnje področje) in valovoda (oddaljeno področje). Iz poteka krivulj na sliki 4.11 je razvidno, da je slabljenje valovodnega

modela izjemno majhno in znaša za podane parametre približno 0,58 dB/km. Iz rezultatov simulacij smo ugotovili, da se z višanjem frekvence vpliv prevodnosti sten na slabljenje signala zmanjšuje.

Pristop je primeren za uporabo v pravokotni predorih. Možno ga je uporabljati tudi za predore drugih oblik. Potrebno 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.

## **5. Model razširjanja radijskega signala v predorih**

Za uspešno in zanesljivo komuniciranje v predorih z uporabo načina DMO je potrebno razviti učinkovit pristop za enostavno in hitro določitev dometa zveze DMO. V ta namen smo v dveh predorih (Izola-Portorož, Karavanke) izvedli več serij meritev s pomočjo katerih smo določili dejanski domet zveze in splošen potek slabljenja signala TETRA. Na osnovi meritev smo razvili nov empirični model izgube poti za frekvenčno območje 400 MHz, ki smo ga potrdili s simulacijami narejenimi v programskem orodju RPS. V nadaljevanju razdelka so opisani poteki meritev in simulacij, dobljeni rezultati in predlagani model izgube poti.

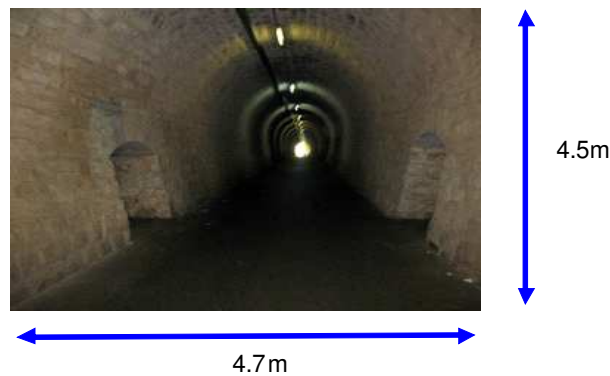
### ***5.1. Merjenje radijskega signala v predorih***

Za določitev poteka slabljenja radijskega signala v predorih za frekvenčno področje 400 MHz smo izvedli več serij meritev v dveh različnih predorih. Jakost radijskega signala v načinu TETRA DMO smo izmerili v predoru, ki povezuje Izolo in Portorož, in v cestnem predoru Karavanke.

V obeh primerih smo jakost signala merili med dvema ročnima postajama EADS THR 880i, ki sta delovali v načinu DMO. Oddajna moč terminalov znaša 1 W oziroma 30 dBm, sevalni diagrami anten pa so uniformni. V predoru Karavanke smo na sprejemni strani uporabili tudi mobilno radijsko postajo EADS TMR 880, ki oddaja z močjo 3 W. Frekvenca delovanja načina DMO je bila 392 MHz. Za določitev poteka slabljenja radijskega signala in dosega zveze, smo izmerili jakosti signala za različne razdalje med oddajnikom in sprejemnikoma.

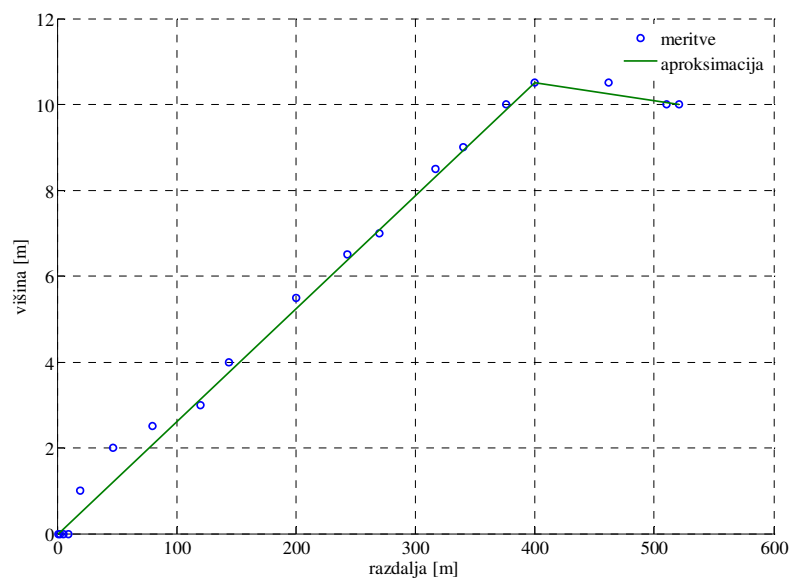
#### **5.1.1. Predor Izola-Portorož**

Prvo skupino meritev jakosti signala smo izvedli v predoru med Izolo in Portorožem, ki je bil nekdanj del ozkotirne železnice med Trstom in Porečem (slika 5.1).



Slika 5.1: Predor Izola-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 4,7 m. Predor se do razdalje približno 400 m rahlo vzpenja (10 m), nakar se izravna. Potek nagiba predora smo izmerili s pomočjo GPS naprave, ki je bila umerjena zunaj predora, in ga prikazuje slika 5.2.



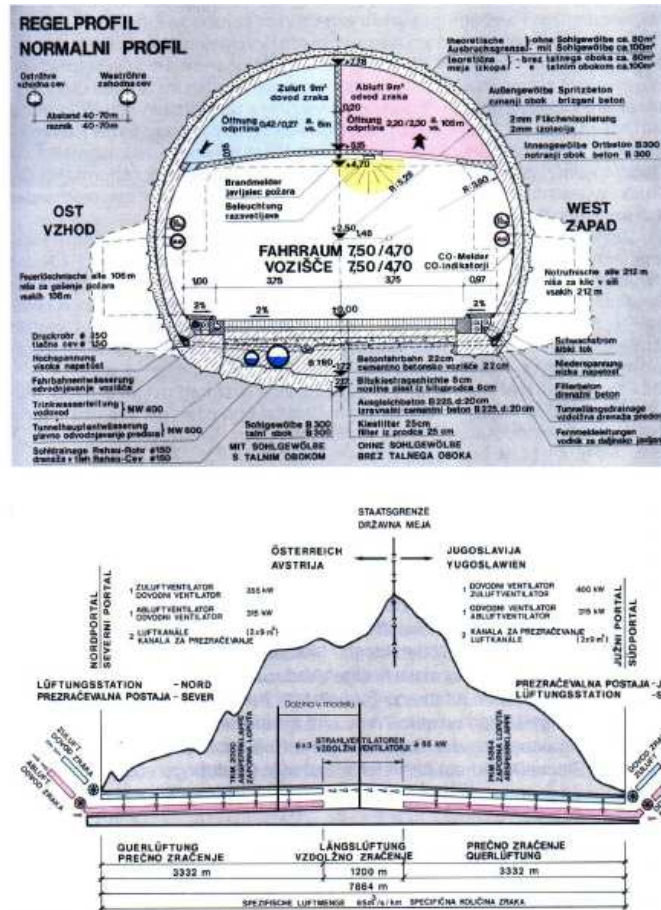
Slika 5.2: Nagib predora Izola-Portorož

Pred izvedbo meritev smo morali najprej določiti začetno točko oziroma točko oddajnika in različne položaje sprejemnika. Za prvi sklop meritev smo oddajnik, ki je bil priključen na prenosni računalnik na katerem je tekla aplikacija za izvajanje meritev, postavili v notranjost predora 20 m od vhoda. V drugi seriji meritev pa smo oddajnik postavili približno 15 m pred vhomom v predor. V obeh primerih smo radijska terminala držali v rokah na višini približno 1,5 m nad tlemi.

Za vsako vnaprej določeno točko sprejemnika smo izvedli meritev jakosti sprejetega signala in zabeležili oddaljenost od oddajnika. Rezultati meritev so podani v razdelku 5.2.1.

## 5.1.2. Predor Karavanke

Drugi sklop meritev smo izvedli v predoru Karavanke konec oktobra 2007, v času polovične zapore predora (promet potekal po enem voznem pasu izmenično enosmerno). Načrt predora vključno z njegovimi dimenzijami prikazuje slika 5.3.



Slika 5.3: Prečni in vzdolžni presek predora Karavanke - [Skr06]

Prečni presek predora je skoraj pravokoten. Ima dva vozna pasu širine 3,75 m in dva pločnika širine 1 m. Skupna širina predora je 9,5 m, višina 5,1 m, dolžina slovenskega dela pa je 3450 m. Vzdolž predora se na vsakih 800 m nahajajo tako imenovane stranske niše. Opremljen je z različnimi varnostnimi napravami med katere spada tudi prezračevalni sistem z ventilatorji, ki so nameščeni pod stropom predora. Stene predora so betonske in z vidika radijskega signala razmeroma gladke. Vozišče in stranska pločnika so prav tako prevlečeni z betonom. Predor lahko razdelimo na tri glavne dele; začetni vstopni zakrivljeni del, sredinski ravni del in končni oziroma izstopni zakrivljeni del.

Meritve smo naredili tako za ravni del predora kot tudi za zaviti začetni del predora. Zato smo točko nič postavili na začetek ravnega dela predora. Izvedli smo osem serij meritev. Na obeh delih predora smo izmerili jakost radijskega signala v različnih točkah, ki so se za

posamezno serijo meritev nahajale ob steni (na pločniku) oziroma na sredini predora. Sprejemni postaji (terminala EADS THR880i in EADS TMR850) sta se vseskozi nahajali na istem mestu – na začetni točki. Nameščeni sta bili na višini 1,5 metra in od stene predora oddaljeni 2,4 m oziroma 2,7 m. Z oddajnim terminalom (EADS THR880i) pa smo se premikali vzdolž predora.

V vsaki točki, kjer smo želeli izmeriti jakost sprejetega signala smo z oddajno postajo aktivirali komunikacijo DMO. Na sprejemni strani smo preko radijskih terminalov TETRA, ki sta bila priključena na prenosni računalnik, izvedli meritev jakosti sprejetega radijskega signala in zabeležili oddaljenost od oddajnika. Rezultati meritev so podani v razdelku 5.2.2.

## **5.2. Rezultati meritev**

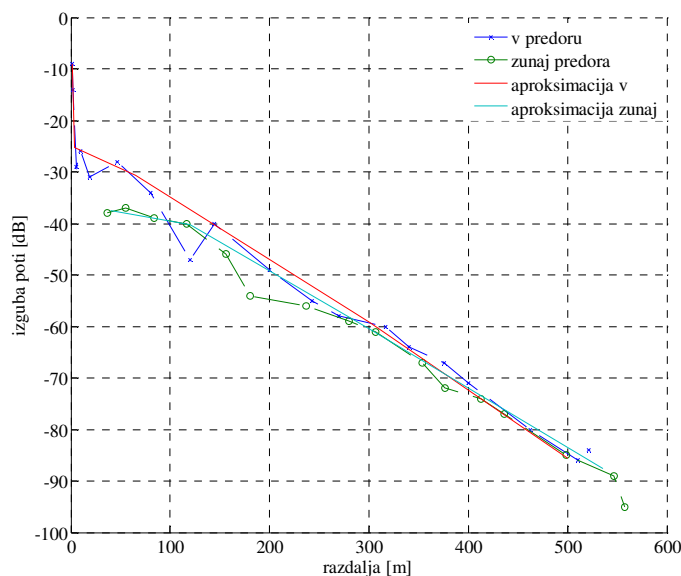
Rezultati meritev so grafično prikazani v nadaljevanju. Na osnovi izmerjenih vrednosti posameznih serij meritev, ki so na slikah označene s točkami, so izrisane tudi aproksimacijske krivulje, ki prikazujejo splošen potek slabljenja radijskega signala za posamezne scenarije meritev vzdolž obeh predorov.

### **5.2.1. Predor Izola-Portorož**

V predoru Izola-Portorož smo izvedli dve seriji meritev, ki sta se razlikovali glede na položaj oddajnika. V prvem primeru je bil položaj oddajnika v predoru, v drugem pa izven predora. Na osnovi meritev in njihovih kasnejših aproksimacij smo poskušali ugotoviti potek slabljenja v takem predoru in okvirno določiti velikost dodatnega slabljenja, ki nastane ob vstopu signala v predor.

Slika 5.4 prikazuje izgubo poti v odvisnosti od razdalje, ki je podana v linearnem merilu. Modra črta povezuje točke meritve, ki so bile izvedene za oddajnik nameščen v predoru, zelena črta pa povezuje točke meritve narejene ob postavitvi oddajnika zunaj predora. Rdeča in svetlo modra krivulja predstavljata približka rdeče in zelene krivulje.

Iz poteka aproksimacijske rdeče krivulje je razvidna točka preloma in velikost slabljenja v predoru. Ocenimo lahko, da se točka preloma nahaja na oddaljenosti približno 5 m. Od te točke naprej je potek krivulje razmeroma linearen z nagibom oziroma slabljenjem 0,13 dB/m.



Slika 5.4: Izguba poti v odvisnosti od razdalje – predor Izola-Portorož

Če natančneje opazujemo rezultate na sliki 5.4 lahko najdemo več manj izrazitih prelomnih točk. Do prve prelomne točke, ki se nahaja na oddaljenosti 5 m od oddajnika, pada jakost signala zelo močno. Nato pa pride do izraza pojav razširjanje žarkov v valovodu, kar povzroči bistveno počasnejše padanje krivulje izgube poti ( $\approx 0,13$  dB/m). Glede na predhodno opisane modele (razdelek 4.5.4) naj bi bila prelomna točka od sprejemnika oddaljena nekoliko več. Po pristopu Zhang naj bi se le ta nahajala na oddaljenosti okoli 15 m od oddajnika, medtem ko kritična razdalja oziroma izračun prelomne točke po Klemenschits-u znaša 26 m. Odstopanje položaja izmerjene prelomne točke od teoretičnih izračunov je predvsem posledica strukture predora, saj je arkadne oblike z razmeroma grobimi stenami, ki povzročajo sipanje. Glavni delež k sprejetemu signalu tako prispevata neposredni in od tal odbiti žarki. To je tudi poglavitni vzrok za razmeroma hitro upadanje jakosti signala vzdolž predora. Naslednja prelomna točka se nahaja na razdalji med 380 in 400 m. Vzrok za povečanje nagiba krivulje oziroma izgub je prehod iz nagnjenega dela predora v vodoravni del, ki je razmero blag in ga ni moč natančno določiti. Kljub temu prispeva dodatne izgube, saj povzroči slabljenje od tal odbitega žarka, ki v tem predoru pomembno prispeva k jakosti sprejetega signala.

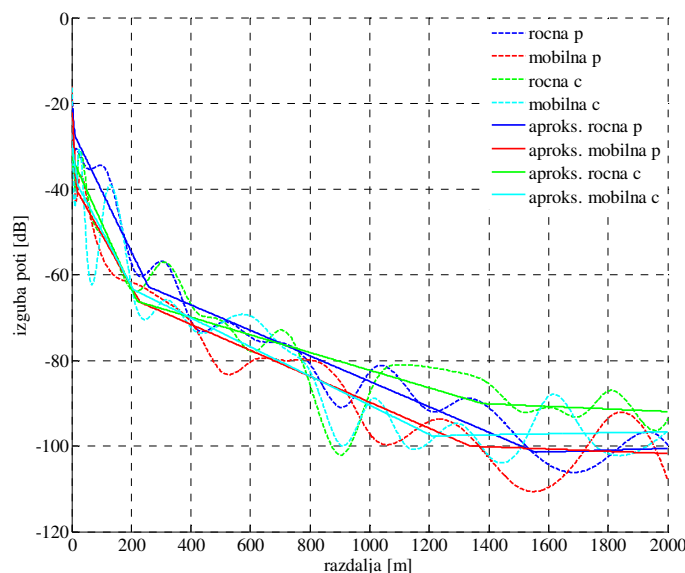
Iz primerjav obeh aproksimacijskih krivulj je moč ugotoviti, da je signal ob vstopu v tunel dodatno oslavljen, saj ne vstopi v celoti v predor. Razlika slabljenja, ki v začetnem delu predora znaša tudi do 10 dB, se z napredovanjem vzdolž predora zmanjšuje. Na razdalji med 350 in 400 m pa razlika ni več opazna. Tudi v tem primeru na dobljene rezultate vpliva



struktura tunela, zlasti groba površina sten, ki se ne obnaša kot klasični valovod, in že predhodno omenjeni prehod tunela iz nagnjenega v ravni del. Razmeroma majhne izgube ob vstopu v predor pa so posledica tudi majhne višine oddajnika.

### 5.2.2. Predor Karavanke

V predoru Karavanke smo naredili štiri serije meritev na ravnem delu predora in štiri serije meritev na zavitem delu predora. Slika 5.5 prikazuje izgubo poti na ravnem delu predora. Prikazane so štiri serije meritev narejene ločeno z ročno in mobilno sprejemno postajo ter njihove aproksimacije. Krivulje modre in rdeče barve pripadata meritvam in njunim približkom, ki so bile narejene na pločniku vzdolž predora. Zeleni in svetlo modri krivulji pa predstavljajo meritve narejene ob središču cestišča in njune približke.

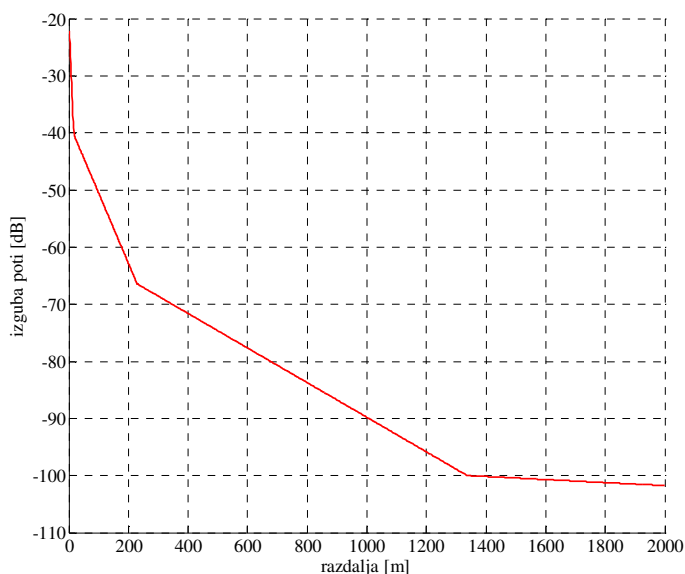


Slika 5.5: Izguba poti v odvisnosti od razdalje v predoru Karavanke – ravni del

Kot je razvidno iz grafa, je na prvih desetih metrih slabljenje signala zelo veliko, nakar se strmine padanja krivulj nekoliko zmanjšajo in so konstantne do oddaljenosti približno 200 m. Od te razdalje naprej se učinek valovoda še okrepi, kar povzroči manjšo izgubo poti, ki v tem delu znaša približno 0,025 dB/m. Komunikacija med terminali v načinu DMO je bila zanesljiva do razdalje 1700 m od oddajnika, z občasnimi prekinitvami zaradi presiha pa je delovala vse do oddaljenosti 2 km. Na razdalji približno 1400 m so nagibi približkov krivulj meritev razmeroma konstantni. V nadaljevanju pa se krivulje izgube poti še dodatno izravnavajo.

Krivulje, ki med seboj povezujejo posamezne točke meritev, imajo več manj ali bolj izrazitih minimumov. Ti minimumi so posledica presiha signala, ki ga med drugimi povzročijo gibajoča se vozila skozi predor, zlasti večji kamioni (do 10 dB), stranske niše in ventilatorji, ki so nameščeni pod stropom predora (do 15 dB). Širjenje signala pa delno ovirajo tudi naša spremljevalna vozila postavljena pred in za začetno točko oziroma položaj sprejemnikov. Vpliv omenjenih motilnih elementov je zlasti kritičen na razdalji, kjer jakost signala pade pod -95 dBm (na oddaljenosti okoli 1,7 km), saj dinamična občutljivost sprejemnika znaša -103 dBm. Velika nihanja jakosti signala namreč povzročajo nepredvidljive prekinitve komunikacije in posledično skrajšajo domet povezave.

Vse štiri krivulje, ki predstavljajo približek posamezne serije meritev, se nahajajo sorazmerno blizu ali se celo prekrivajo in imajo zelo podoben potek. Splošen potek slabljenja radijskega kanala v ravnem delu predora lahko ponazorimo s krivuljo na sliki 5.6. Ker je pri komuniciranju v predoru z uporabo načina DMO izrednega pomena domet povezave, je potrebno pozornost nameniti predvsem poteku krivulje pri večjih oddaljenostih sprejemnika od oddajnika. Prvi del krivulje je potrebno upoštevati predvsem pri analizi motenj med posameznimi skupinami DMO, ki se hkrati nahajajo na določenem območju.

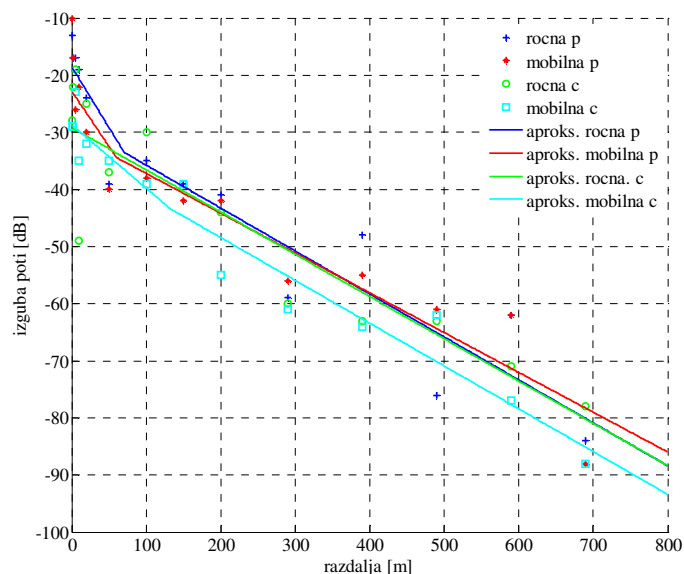


*Slika 5.6: Splošen potek slabljenja signala v ravne delu predora*

Dolžina začetnega zavitega dela predora znaša približno 700 m, ki je za določitev dosega komunikacije DMO v zavutih predelih predorov prekratka. Komunikacija med oddajnim terminalom, ki se je nahajal na vhodu v predor, in sprejemnikoma nameščenima na koncu

zavitega dela v predoru, je namreč, kljub občasni prisotnosti prometa v predoru, potekala brez prekinitev ali motenj.

Meritve slabljenja v zavitem delu predora prikazuje slika 5.7. Na grafu so posamezne serije meritev aproksimirane s krivuljami različnih barv.



Slika 5.7: Izguba poti v odvisnosti od razdalje v predoru Karavanke – zaviti del

Odsekoma linearni približki vseh štirih serij meritev v zavitem delu predora imajo zelo podoben potek. Prva prelomna točka, ki se na ravnem delu pojavi razmeroma hitro (10 m), tukaj ni tako izrazita in jo iz zgornjega grafa ni mogoče natančno določiti. Izrazitejša pa je druga prelomna točka, ki se nahaja na oddaljenosti približno 65 m od oddajnika. Od te točke naprej imajo krivulje konstanten nagib. Izguba poti v predelu predora s prisotnim valovodnim pojavom znaša 0,075 dB/m. Če primerjamo dobljene rezultate z meritvami v ravnem delu predora, kjer slabljenje signala znaša 0,025 dB/m, lahko sklepamo, da je doseg komunikacije DMO občutno krajši. Ob upoštevanju konstantnega nagiba krivulje izgube poti (slika 5.7), je izračun pokazal, da je možno zanesljivo zvezo DMO med TETRA terminali vzpostaviti do oddaljenosti približno 1100 m.

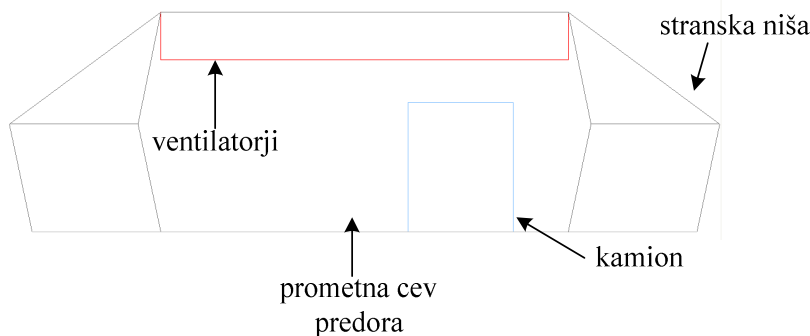
### 5.3. Rezultati simulacij

Rezultate meritev v tipičnem cestnem predoru Karavanke, ki so predstavljeni v predhodnem razdelku, smo primerjali z rezultati simulacij. Simulacije smo izvedli s pomočjo programa *Radiowave Propagation Simulator - RPS*. Dobljene vrednosti smo grafično prikazali in iz

krivulj izgube poti poizkušali določiti splošen potek slabljenja vzdolž tipičnega cestnega predora.

### 5.3.1. Simulacijski model

Za izvedbo ustreznih simulacij širjenja radijskega signala TETRA v predorih smo najprej določili simulacijski model. V samem programu smo zgradili simulacijsko okolje, ki je razmeroma dobro ustrezalo dejanski zgradbi predora Karavanke.



Slika 5.8: Simulacijsko okolje

Predor na sliki 5.3, smo poenostavljeno grafično ponazorili kot prikazuje slika 5.8. Ker simulacijski program ne omogoča uporabo ukrivljenih ploskev, smo predor oblikovali z ravnimi poligoni. Zaradi tega smo modelirali le ravni del predora v dolžini 3500 m. S pomočjo ravnih poligonov smo sestavili obliko, ki se najbolj približa dejanski obliki predora. V modelirano okolje smo dodali tudi stranske niše in ventilatorje pod stropom. Niše, dolge približno 25 m in široke 3 m, smo namestili na razdalji 800 m, ventilatorje pa smo dodali pred vsako nišo in so se raztezali preko celotne širine predora, ki znaša 9,5 m. Njihovo spodnjo ploskev smo namestili nekaj več kot en meter pod stropom, njihovo dolžino upoštevano v modelu pa smo nastavili na 1 m. V času meritev je bil predor le polovično zaprt in je promet po enem voznem pasu potekal nemoteno, kar je močno vplivalo na rezultate meritev. Vpliv prometa smo upoštevali tudi v modelu, saj smo na vsakih 100 m in na oddaljenosti 1,3 m od stene predora (prva na razdalji 150 m od začetka predora) dodali prepreke dolžine 13 m, širine 2,45 m in višine 3 m, ki so predstavljale kamione.

Oddajnik z oddajno močjo 30 dBm in frekvenco 390 MHz smo namestili na sredino predora 100 m od vhoda v predor. Sprejemnike smo razvrstili na sredini predora (4,75 m od stranske stene) v ravno linijo, ki je segala vse do konca predora (do 3500 m). Oddaljenost

med sosednjimi sprejemniki je znašala 5 cm. Uporabili smo izotropne antene na sprejemniku in oddajniku 1,5 m nad tlemi.

Za izračun izgube poti vzdolž predora smo v programu RPS uporabili deterministični pristop, ki temelji na tehnikah sledenja žarkov. Implementirani model sledenja žarkov temelji na metodi pošiljanja in odbijanja žarkov (SBR – Shooting and Bouncing Rays) [Lin89]. Površina oddajnika je modelirana s sfero, ki je razdeljena s pristopom, ki temelji na delitvi sfere na štirikotna področja enake velikosti [Cic95]. Žarki pa so iz oddajnika poslani kot centralni žarki znotraj žarkovnega cevovoda.

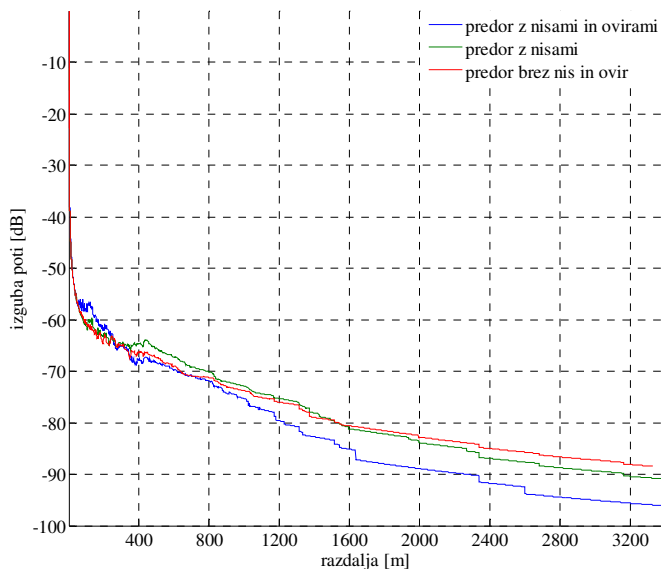
V simulaciji razširjanja radijskega signala vzdolž predhodno opisanega predora smo upoštevali le neposredne žarke in odboje do petega reda. Zaradi samega simulacijskega okolja in manjše računske zahtevnosti, smo predvideli, da uklonjeni žarki na ovirah in prodirajoči žarki skozi ovire bistveno ne prispevajo k jakosti sprejetega signala na mestu sprejema. Za čim bolj realistične rezultate smo morali tudi določiti električne lastnosti materialov (sten in tal predora, kamionov, ventilatorjev). Stene in tla predora so betonska, zato smo začetno vrednost prevodnosti nastavili na  $\sigma=0,04$  in relativna permeabilnosti na  $\epsilon_r=5$ . Vrednosti obeh parametrov za kamione in ventilatorje nismo uspeli pridobiti, zato smo uporabili vrednosti določene za betonske predele predora.

### 5.3.2. Rezultati in njihova aproksimacija

Naredili smo več serij simulacij, ki so se med seboj razlikovale po simulacijskem okolju, gostoti sprejemnikov in različnih elektromagnetnih lastnostih sten in tal. Rezultate smo nato izvozili v tekstovno datoteko in jih s pomočjo programa *Matlab* tudi grafično prikazali.

Slika 5.9 prikazuje potek izgube poti v predorih, ki se med seboj razlikujejo po okolju razširjenja. Osnovno okolje razširjanja predstavlja prometna cev predora na sliki 5.8. V predoru brez niš in ostalih ovir je padanje krivulje izgube poti najmanjše. Z dodatnimi nišami se nagib krivulje v osrednjem in zadnjem delu nekoliko poveča (zelena krivulja na sliki 5.9). Iz primerjave obeh krivulj je razvidno, da je nivo signala pred drugo nišo oziroma tudi na krajši razdalji za njo nekoliko nad nivojem signala v tunelu brez niš. To je posledica odbitih žarkov od druge niše, ki so na tem mestu še niso zanemarljivi in konstruktivno prispevajo k jakosti sprejetega signala. Ravno tako kot bolj oddaljene niše, ki povzročajo le dodatno slabljenje signala, ima tudi omenjena niša v bolj oddaljenem področju predora negativen vpliv na nivo signala. Zato tudi potek zelene krivulje na sliki 5.9 v zelo oddaljenem področju pade pod rdečo krivuljo. Modra krivulja na sliki 5.9 predstavlja potek izgube poti v predoru, ki vsebuje poleg niš še ovire, katere ponazarjajo ventilatorje in kamione. Padanje krivulje na

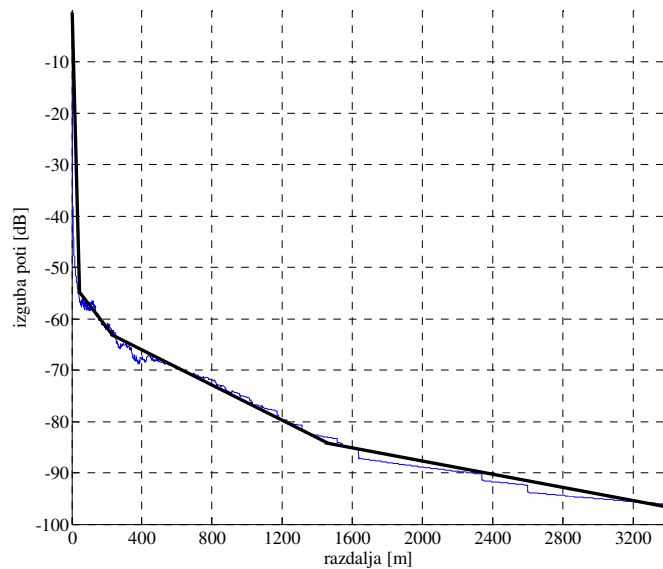
oddaljenosti med 200 m in 1400 m, kjer se predor obnaša kot valovod, se še dodatno poveča. Iz medsebojne primerjave poteka krivulj je moč določiti vpliv konstrukcijskih posebnosti predora (stranskih niš), ovir v njem in prometa v predoru na potek izgube poti vzdolž predora. Kot je razvidno iz spodnje slike, vse te nepravilnosti in ovire povečujejo predvsem nagib krivulje izgube poti na razdalji med 200 m in 1400 m od oddajnika.



Slika 5.9: Poteki izgube poti v odvisnosti od nepravilnosti oblike predora in ovir

Naredili smo tudi izračune izgube poti vzdolž predora za različne električne lastnosti materialov. Koeficienta relativne permeabilnosti in prevodnosti betona smo spreminjali v razumnih mejah ( $\epsilon_r$  med 3,5 in 8,  $\sigma$  med 0,04 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 ima bistveno manjši vpliv od samih ovir in prometa v predoru.

V simulacijah je razdalja med sprejemniki znašala 5 cm. Ob povečanju razdalje na 0,25 m se potek krivulj skorajda ne spremeni. Upoštevanje odbojev višjih redov (>5), uklonov in penetracij skozi ovire pa prispeva predvsem k jakosti signala v oddaljenem področju, kjer pojavi prispevajo k zmanjšanju nagiba krivulje izgube poti za približno 2 dB.



Slika 5.10: Aproximacija krivulje izgube poti

Iz poteka krivulj izgube poti na sliki 5.9 je razvidno, da imajo posamezni odseki približno konstanten nagib, ki jih je možno aproksimirati s premicami. Prelomne točke, kjer se nagibi premic spremenijo, delijo področje predora na bližnje, daljne in zelo oddaljeno. Črna odebeljena krivulja na sliki 5.10 predstavlja odsekoma linearni približek krivulje slabljenja signala, ki predstavlja rezultat simulacij modeliranega okolja prikazanega na sliki 5.8. V bližnjem področju slabljenje signala pada podobno kot v praznem prostoru. V daljnem polju upada nivo signala podobno kot v valovodu in znaša približno 18 dB/km. Upadanje signala v zelo oddaljenem področju pa se še dodatno zmanjša in za primer na sliki 5.10 znaša približno 7 dB/km.

#### 5.4. Primerjava meritev z rezultati simulacij

Za evalvacijo meritev in določitev natančnosti simulacijskega modela smo med seboj primerjali rezultate meritev v ravnem delu predora Karavanke (razdelek 5.2.2) in rezultate teoretičnih izračunov aproksimiranega modela istega predora (razdelek 5.3). Iz primerjave potekov krivulj na slikah 5.5 in 5.9 smo poizkušali ugotoviti natančnost simulacijskega modela, vpliv nepravilnosti, ovir in prometa v predoru, vpliv električnih parametrov materialov in nenazadnje tudi vpliv oblike samega predora.

V bližini sprejemnika jakost sprejetega signala upada zelo hitro in je slabljenje signala zelo podobno slabljenju v praznem prostoru. Poteki aproksimacijskih krivulj meritev in krivulje

rezultatov simulacij so zelo podobni in so razmeroma neodvisni od oblike in dimenzij predora, električnih lastnosti materialov ali ovir in prometa v predoru.

V daljnem področju predora se hitrost upadanja jakosti signala bistveno zmanjša. V simulacijskem modelu pada slabljenje s 15 do 20 dB/km. Izmerjena jakost signala pa v tem delu pada bistveno hitreje. Nagibi krivulj na sliki 5.5 namreč znašajo med 20 in 30 dB/km. Kot smo opazili pri analizi rezultatov simulacij, električne lastnosti materialov le delno prispevajo k hitrosti upadanja jakosti signala v tem področju. Bistveno večji vpliv imajo predvsem presek predora (oblika in dimenzije), nepravilnosti v predoru in ostale ovire, ki se nahajajo v njem (slika 5.9.5). Na rezultate meritev in posledično na potek aproksimacijskih krivulj močno vpliva tudi promet skozi predor, ki je potekal naključno. Zlasti večji kamioni so povzročili tudi do 10 dB dodatnega slabljenja. V simulacijskem modelu pa smo promet aproksimirali s statičnimi pravokotnimi bloki nameščenimi na medsebojni oddaljenosti 100 m, kar ne ustreza dejanskim razmeram v času meritev. Torej na razliko upadanja jakosti signala med meritvami in rezultati simulacij, ki v daljnem področju znaša od 5 do 10 dB, poleg netočnosti modeliranja nepravilnosti in ovir v tunelu, močno vpliva predvsem dinamično spreminjanje gostote prometa skozi predor, kar je izjemno težko natančno modelirati.

Od oddaljenosti približno 1400 m naprej se nagibi krivulj izgube poti še dodatno izravnavajo. Nagibi krivulj, ki prikazujejo teoretične rezultate, so nekoliko večji od nagiba krivulj meritev – do 2 dB. V obeh primerih je slabljenje signala manjše od 7 dB/km in ga lahko v tem delu aproksimiramo z dvo-žarkovnim modelom (razdelek 4.5.2). Glavni vzrok manjšega nagiba krivulj, ki prikazujejo meritve v predoru Karavanke, je predvsem velika nihanja jakosti sprejetega signala, ki jih tudi v tem delu povzročajo predvsem statične ovire, ki niso zajete v simulacijskem okolju, dinamično spreminjanje okolja in uporabljen aproksimacijski pristop.

### ***5.5. Model razširjenja radijskega signala v predorih***

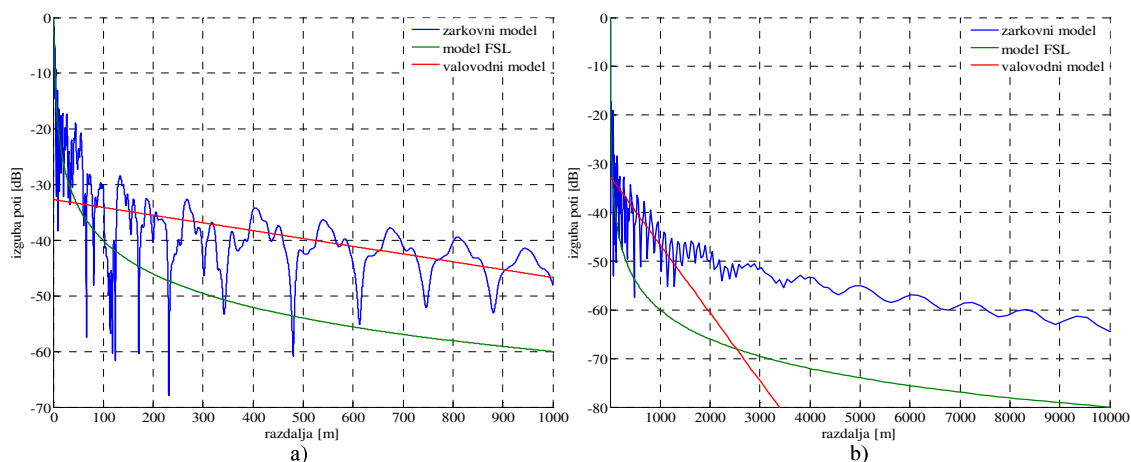
Na osnovi analize meritev in rezultatov simulacij v nadaljevanju predlagamo model razširjanja radijskega signala za dolge ravne predore. Potek krivulje izgube poti ima tri značilna področja, ki jih ločujejo dve prelomni točki. Prva prelomna točka je določena empirično (pristop Zhang), medtem ko je druga določena iz rezultatov meritev in simulacij. Posamezni odseki krivulje pa ustrezajo poteku krivulj modela slabljenja v odprtem prostoru, valovodnega modela in dvo-žarkovnega modela.



### 5.5.1. Veljavnost pristopa Zhang pri nižjih frekvencah

Z določitev prve prelomne točke in poteka prvega in drugega odseka krivulje je potrebno grafično primerjati žarkovni, valovodni in FSL model, ter analizirati veljavnost pristopa Zhang pri nižjih frekvencah. Simulacije smo izvedli za prazen pravokotni predor širine  $w=10$  m in višine  $h=5$  m na frekvenci 400 MHz. Relativna permeabilnost sten in prevodnost sten sta znašali  $\epsilon_r = 10$  oziroma  $\sigma = 0,01$  S/m.

Slika 5.11 prikazuje rezultate simulacij za omenjene modele in predhodno določene parametre. Na sliki 5.11 a vidimo potek krivulj do razdalje 1000 m od oddajnika, na sliki 5.11 b pa do 10 km. Širjenja radijskega signala v predorih najbolje opisuje žarkovni model. Iz primerjave krivulj na slikah 5.11 in 4.11 lahko 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 bližnjem področju, krivulja valovodnega modela pa ustreza poteku krivulje žarkovnega modela v oddaljenem področju. Torej je pristop Zhang veljaven tudi pri nižjih frekvencah. Potek krivulje valovodnega modela potrjuje tudi trditve iz razdelka 4.5.4.1, ki pravi, da se z nižanjem frekvence učinek valovoda zmanjšuje. Slabljenje valovodnega modela na spodnji sliki znaša približno 15 dB/km, kar je bistveno več kot pri frekvenci 2 GHz (slika 4.11).



Slika 5.11: Simulacija žarkovnih modelov in modela FSL -  $f=400$  MHz

Iz primerjave potekov slabljenj valovodnega modela (400 MHz in 2 GHz) je razvidno, da se doseg sistema ob predpostavki iste vrednosti občutljivosti sprejemnika z nižanjem frekvence zmanjšuje. Nanj pa poleg frekvence vpliva tudi višina oddajnika, prečne dimenzije predora, hrapavost sten (sipanje) in električne lastnosti sten.

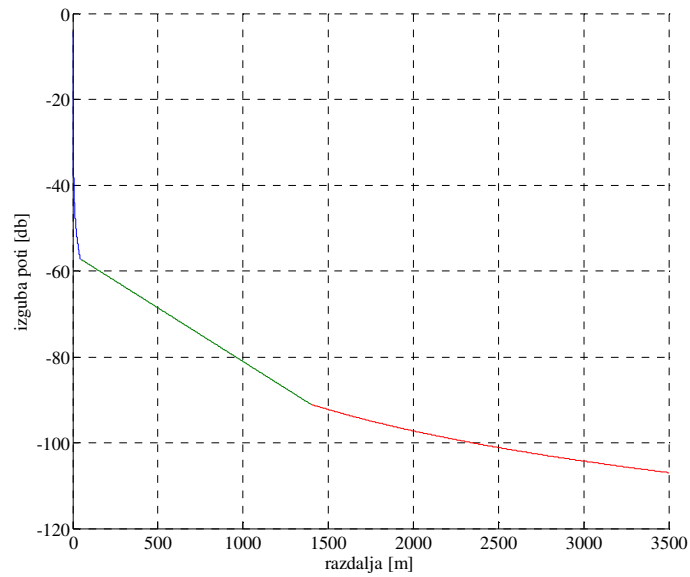
Pristop Zhang, ki aproksimira žarkovni model z FSL in valovodnim modelom ter določa prelomno točko med bližnjim in daljnim področjem kot sečišče krivulj obeh modelov, je primeren za uporabo le za razdalje med sprejemnikom in oddajnikom, ki so manjše od 1,4 km (slika 5.11 b).

### 5.5.2. Model trojnega nagiba

Rezultati meritev in simulacij jasno kažejo, da je doseg zveze TETRA DMO v predoru daljši od 1,4 km. Zato je potrebno model dvojnega nagiba, ki ga je predlagal Zhang, nadgraditi tako, da bo ustrezal tudi širjenju radijskega signala TETRA v predorih za razdalje daljše od 1,4 km.

V razdelkih 5.2 in 5.3 so grafično prikazani rezultati meritev oziroma simulacij za tipičen dvopasovni cestni predor. Iz slik 5.5 in 5.9 je razvidno, da lahko izgubo poti kot funkcijo razdalje predstavimo s funkcijo sestavljeno iz treh odsekov: bližnjega, daljnega in zelo oddaljenega. Do prve prelomne točke, ki predstavlja mejo med bližnjim in daljnim področjem, upada signala podobno kot v praznem prostoru. V daljnem področju se krivulja upadanja jakosti signala močno izravnava in do 1400 m enakomerno pada z nagibom, ki znaša za predor Karavanke približno 25 dB/km. Za tem pa se v tako imenovanem zelo oddaljenem področju slabljenje signal še dodatno zmanjša in v našem primeru znaša manj kot 8 dB/km.

Torej lahko potek do prve prelomne točke aproksimiramo z modelom slabljenja v praznem prostoru, kar je na sliki 5.12, ki prikazuje potek krivulje slabljenja za model trojnega nagiba, prikazano z modro črto. Zelena linearno upadajoča premica aproksimira slabljenje signala v daljnem področju. Njen potek je določen z valovodnim modelom. Prelomna točka je določena po metodi Zhang (sečišče krivulj FSL in valovodnega model) in se za predor Karavanke nahaja 45 m od oddajnika. V zelo oddaljenem področju pa upadanje jakosti signala ustreza poteku krivulje dvo-žarkovnega modela – rdeča krivulja na sliki 5.12. Dvo-žarkovni model namreč upošteva samo neposredni in od tal odbiti žarek, kar zelo dobro ustreza razmeram v zelo oddaljenem področju predora. V tem delu večkrat odbiti žarki od sten in ovir v predoru bistveno ne prispevajo k jakosti sprejetega signala. Glavna vzroka sta predvsem večja razdalja, ki jo prepotujejo večkrat odbiti žarki, in slabljenje žarka zaradi odbojev, ki se z zmanjševanjem vpadnega kota povečuje. Točko, ki razmejuje daljno in zelo oddaljeno področje je določena s pomočjo meritev in znaša 1400 m.



*Slika 5.12: Potek krivulje slabljenja modela trojnega nagiba*

Kot je razvidno iz potega krivulje na sliki 5.12, je doseg komunikacije TETRA DMO odvisen predvsem od nagiba krivulje v osrednjem oddaljenem področju. Nagib, ki ponazarja hitrost upadanja jakosti signala oziroma slabljenje signala, je močno odvisen od prečnih dimenzij predora, oblike predora električnih lastnosti materialov, ovir in prometa v predoru. Natančnost predlaganega modela pa je odvisna predvsem od pravilnosti pretvorbe oblike predora na ekvivalenten pravokotni predor (razdelek 4.5.4.3.2) in od ustreznosti uporabljenih vrednosti relativne permeabilnosti in prevodnosti materialov.

## 6. Analiza motenj v neposrednem načinu delovanja

Neposredni način delovanja se bistveno razlikuje od snopovnega, saj oddajnik in sprejemnik za delovanje uporabljata isto frekvenco. Dodeljeni frekvenčni pas za neposredno delovanje se lahko nahaja kjerkoli v razpoložljivem frekvenčnem področju in lahko uporablja frekvenčni pas namenjen snopovnemu načinu, izven njega ali med oddajnimi in sprejemnimi segmenti bazne postaje. V večini izvedb naj bi se uporabljal pas namenjen snopovnemu načinu. Možne so dve različici: kanal za neposredno delovanje lahko uporablja pas, ki ga snopovna bazna postaja uporablja za oddajo (kanal navzdol) ali pa sprejemni pas namenjen sprejemu bazne postaje (kanal navzgor). Pri tem se pojavi možnost, da bo oddajnik DMO oddajal v času sprejemanja sprejemnika v snopovnemu načinu ali obratno. V tem primeru lahko pride do dveh pojavov. Ko oddajnik oddaja na svoji frekvenci, ustvarja nezaželene motnje na sprejemni frekvenci. Drugi pojav je motenje sprejemnika, ki deluje na sosednjem kanalu, saj se oddani signal širi tudi v sosednji frekvenčni pas. Z večanjem razmika med frekvencama nezaželenega oddajnika in sprejemnika ter z večanjem fizične razdalje med njima je moč vpliv obeh pojavov močno zmanjšati.

Predhodno opisana pojava sta prisotna v vseh radijskih sistemih. V preteklosti je bilo potrebno v komunikacijskih sistemih *back-to-back*, kot je na primer način DMO, zagotoviti ločeni frekvenčni pas. Vendar pa je modulacijska shema, ki jo uporablja sistem TETRA, dovolj robustna, da dovoljuje implementacijo sistema DMO znotraj frekvenčnega pasu, ki je namenjen snopovnemu načinu delovanja.

V nadaljevanju poglavja je narejena analiza motenj med terminali TETRA, ki delujejo v načinu DMO. Najprej so podane splošne zahteve, ki jim sledi računsko in grafično analiza interference.

### 6.1. Motnje oddajnika

Vsak radijski oddajnik ustvarja nezaželeno oddajanje v sosednjih frekvenčnih pasovih. Če to nezaželeno oddajanje sovpada s sprejemno frekvenco, pa to povzroča še dodatno interferenco na sprejemniku, ki zahteva povečanje jakosti želenega signala. Za uspešen sprejem je namreč potrebno vzdrževati minimalno zahtevano razmerje signal/motnja. Ob povečanju motnje je potrebno za nemoteno komunikacijo povečati tudi jakost želenega signala. Običajno je na robu pokritja signal le nekoliko nad nivojem občutljivosti

sprejemnika. V primeru povečanja motnje le ta zaduši koristni signal in domet zveze se zmanjša.

V standardu TETRA so določeni maksimalni nivoji interference, ki jo lahko proizvaja oddajnik TETRA. Nivoji so odvisni od razreda oddajnika (moči) in frekvenčnega odmika med oddajnika frekvencama koristnega in motilnega oddajnika. Vrednosti prikazuje tabela 6.1.

frekvenčni odmik [kHz]	največji nivoji moči v sosednjih kanalih [dBc]			
	razred 5	razred 4	razred 3	razred 2
25	-55	-55	-60	-60
50 – 100	-70	-70	-70	-70
100 – 250	-75	-75	-78	-80
250 – 500	-80	-80	-83	-85
> 500	-80	-80	-85	-90

Tabela 6.1: Največji nivoji moči v sosednjih kanalih in meje širokopasovnega šuma

Eden od pristopov določitve učinka interference je izračun zmanjšane dosega komunikacije, ki je odvisen od lokacije in razreda motilnega oddajnika. Zmanjšani doseg z vidika uporabnikov ni nemudoma opazen učinek, saj uporabniki zaznajo samo zmožnost sprejema klica oziroma možnost izvedbe klica. Zato je primernejše določiti tako imenovano zahtevano *varnostno razdaljo* med sprejemnikom in motilnim oddajnikom. To je v bistvu minimalna potrebna razdalja med motilnim oddajnikom in sprejemnikom, ki še omogoča nemoten sprejem zelenega signala.

## 6.2. Določitev učinka motenj

Za vsak želeni signal je potrebno izračunati sprejemljivi nivo nezaželene motnje in blokade, ki ga povzroča motilni oddajnik. Ker se učinek motenja in blokade, ki ju povzroča nezaželeni oddajnik, z manjšanjem razdalje med oddajnikom in sprejemnikom zmanjšuje (večja izgube poti med motilnim oddajnikom in sprejemnikom), obstaja določena razdalja pod katero bo učinek na sprejemnik pod kritičnim nivojem in ne bo motil komunikacije.

Pri podani metodologiji izračuna, ki omogoča določitev kritične oziroma varnostne razdalje, je predlagana občutljivost sprejemnika  $N_F = -122$  dBm in dodatna izguba poti zaradi telesa na sprejemu in oddaji  $L_A = 14$  dB. Ti dve predpostavki veljata le za ročne radijske

postaje. Občutljivost sprejemnika bazne postaje je boljša, pri uporabi mobilnih radijskih postaj, ki uporabljajo zunanjo anteno, pa ni potrebno upoštevati dodatnih izgub zaradi telesa.

Pri izračunu učinka motenj oddajnika predpostavimo, da motilni oddajnik spada v razred C in je frekvenčni odmik med sprejemnikom in motilcem označen z  $\Delta f$ . Iz tabele 6.1 je moč določiti dovoljen šum  $P_{NR}$ . Največji dovoljeni nivo motnje  $P_{NA}$  je potem [TR102]

$$P_{NA} = P_c + P_{NR}, \quad (6.1)$$

kjer je  $P_c$  moč motilnega oddajnika v dBm. Če je vrednost predhodnega izraza večja od občutljivosti sprejemnika  $N_F$ , potem na želeni signal vpliva motnja. Za zmanjšanje vpliva motenj na sprejemnik mora biti celotna izguba poti  $L$  enaka

$$L = P_{NA} - N_F = L_A + L_N. \quad (6.2)$$

Celotna izguba poti je odvisna od izgube zaradi razmika med sprejemnikom in motilcem  $L_N$  in izgub zaradi ostalih učinkov  $L_A$  (ojačanje anten, izgube zaradi telesa,...). Ob preureditvi predhodne enačbe je zahtevana izguba poti podana kot

$$L_N = P_{NA} - N_F - L_A. \quad (6.3)$$

Podobno velja za učinek blokiranja, kjer je zahtevana izguba poti podana kot

$$L_B = P_C - P_B - L_A. \quad (6.4)$$

V prejšnji enačbi predstavlja parameter  $P_B$  nivo signala pri katerem se pojavi blokada.

Predhodno podani postopek predvideva maksimalno dovoljeno oddaljenost med sprejemnikom in oddajnikom. Torej je želeni signal ravno nad občutljivostjo sprejemnika in vsaka dodatna motnja bi prispevala k nezanesljivosti komunikacije. V praksi je želeni oddajnik pogosto bližje sprejemniku in je razmerje signal/motnja bistveno večje od minimalnega. Zato je možno v predhodni postopek vpeljati tako imenovani dvig praga motnje. V standardu TETRA je določena referenčna vrednost, ki znaša 19 dB nad občutljivostjo sprejemnika. Torej je za sprejemnik z občutljivostjo -122 dBm minimalna jakost signala, ki še omogoča nemoten sprejem, -103 dBm. Če jakost signala znaša 45 dB nad minimalnim potrebnim razmerjem signal/motnja, bo komunikacija uspešno potekala kljub dodatnim motnjam, ki lahko znašajo do 26 dB – dvig praga motnje.

Pri izračunu vpliva motilnega oddajnika, je parameter dvig praga motnje preprosto dodan v enačbo 6.3, ki se preoblikuje v

$$L_N = P_{NA} - (N_F + N_U) - L_A. \quad (6.5)$$

Podobno velja tudi za učinek blokade.

Preslikava izgube poti v fizično razdaljo med sprejemnikom in motilnim oddajnikom zahteva poznavanje lokalnih razmer razširjanja signala, ki omogoča izbiro ustreznega modela izgube poti. V načinu DMO so zanimivi predvsem modeli, ki so primerni za krajše razdalje (<2 km). Natančnost določitve varnostne razdalje med sprejemnikom in motilnim oddajnikom je močno odvisna od primernosti modela za uporabo v določenem okolju in njegove točnosti. Običajno je izbran na podlagi razpoložljivosti različnih parametrov, zahtevane natančnosti in stopnje kompleksnosti ter zahtevnosti implementacije in računanja.

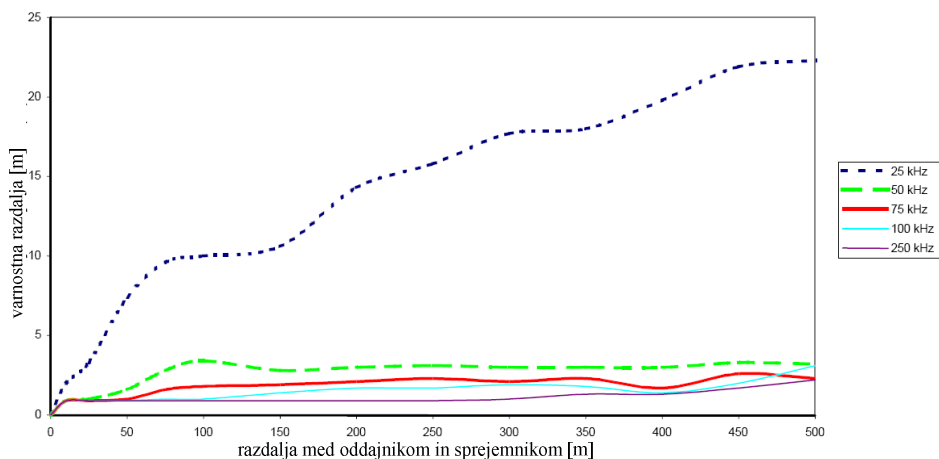
V nadaljevanju je opisani postopek določitve varnostne razdalje med sprejemnikom in motilnim oddajnikom uporabljen za teoretični izračun in grafični prikaz območja motenja.

### ***6.3. Izračuni in grafični prikazi varnostne razdalje in področja motenja***

Osnovni spremenljivke pri določanju minimalne varnostne razdalje so moč motilnega oddajnika, frekvenčni razmik med želenim in motilnim signalom ter zahtevano razmerje signal/motnja. Vpliv motilnega signala se povečuje z večanjem moči motilnega oddajnika in zmanjšuje s povečevanjem frekvenčnega razmika. Na natančnost pa močno vpliva tudi uporabljeni model izgube poti, ki mora čim boljje ustrezati dejanskim razmeram, ki so prisotne v okolju razširjanja.

#### **6.3.1. Rezultati meritev**

V [TR102] so podani rezultati meritev na terenu. Pri meritvah so uporabili oddajnik razreda 4 (oddajna moč 1 W) ter sprejemnik in motilni oddajnik razreda 5 (oddajna moč 0,3 W). Razdalja med oddajnikom in sprejemnikom je bila spremenljiva od 10 m do 500 m. Za vsako točko meritve je bila določena razdalja med sprejemnikom in motilnim oddajnikom (varnostna razdalja), ki je še omogočala sprejemljivo glasovno komunikacijo med oddajnikom in sprejemnikom. Poizkus je bil narejen za frekvenčne razmike 25 kHz, 50 kHz, 75 kHz, 100 kHz in 250 kHz. Sliki 6.1 prikazuje potek izmerjene varnostne razdalje v odvisnosti od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom za različne frekvenčne razmike nosilnih frekvenc koristnega oddajnika in motilca.



Slika 6.1: Izmerjena varnostna razdalja - [TR102]

### 6.3.2. Predpostavke teoretičnega izračuna

Postopek teoretičnega izračuna je podan v razdelku 6.2. Med osnovne predpostavke izračuna spadajo:

- model razširjanja, ki se uporablja za pretvorbo izgube poti v fizično razdaljo,
- izgube zaradi anten in telesa med oddajnikom in sprejemnikom,
- minimalno potrebno razmerje signal/motnja, ki še omogoča nemoteno komunikacijo,
- linearnost sprejemnika.

Zadnja predpostavko ni možno neposredno preveriti. Predvideva namreč, da se sprejemnik na motnjo odzove linearno. Torej, če se motnja na sprejemu poveča za 10 dB, se mora za nemoten sprejem koristni signal ravno tako povečati za 10 dB.

V razdelku 6.2 je navedeno, da naj bi dodatne izgube poti med oddajnikom (želenim ali motilnim) in sprejemnikom znašale 14 dB. Na osnovi meritev so v [TR102] določili, da izgube med sprejemnikom in motilnim oddajnikom znašajo 6,6 dB ter izgube med želenim oddajnikom in sprejemnikom 9,2 dB. Ker so izgube želenega oddajnika večje kot motilnega, se minimalna potrebna varnostna razdalja potrebna za nemoteno komunikacijo poveča.

Po standardu je minimalno razmerje signal/motnja, ki še omogoča nemoteno komunikacijo, 19 dB. V meritvah navedenih v razdelku 6.3.1 se je izkazalo, da je meja postavljena nekoliko preveč pesimistično. Zato so v [TR102] predlagali mejo 8 dB. Primerjava meritev in teoretičnih izračunov, v katerih je bila upoštevana nova meja, je pokazala, da je le ta postavljena prenizko, saj je bila izračunana varnostna razdalja bistveno manjša od izmerjen.



### 6.3.3. Rezultati izračunov

Teoretične izračune in grafične prikaze rezultatov področij motenja in varnostne razdalje smo naredili v programu *Matlab*. Tako za oddajo kot tudi sprejem smo predpostavili uporabo ročnih mobilnih radijskih postaj razreda 4, ki imajo oddajno moč 1 W (30 dBm). Na podlagi frekvenčnega odmika sosednjega kanala in podatka o razredu terminala smo iz tabele 6.1 upoštevali predpisana minimalna slabljenja signala v sosednjih kanalih.

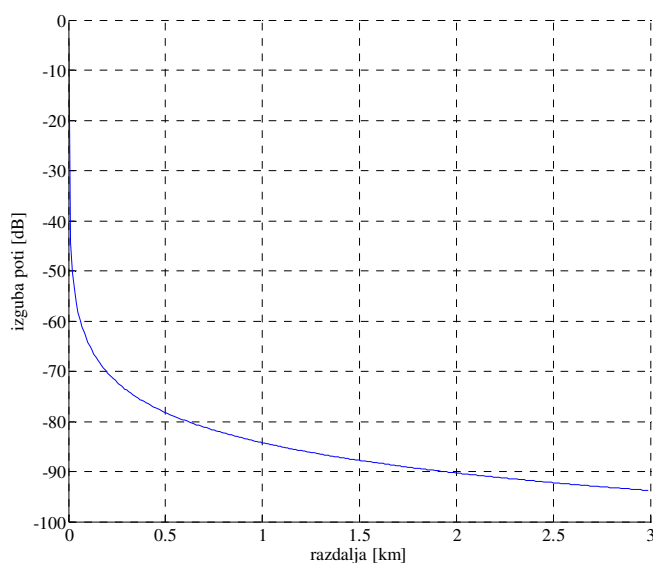
Za izračun poteka izgube poti, ki je potrebna za določitev varnostne razdalje, smo uporabili štiri različne modele razširjanja radijskega signal:

- model slabljenja v odprtem prostoru,
- dvo-žarkovni model,
- model večih sten in
- model trojnega nagiba.

Pri postopku izračuna varnostne razdalje nismo upoštevali dodatnih izgub zaradi telesa in anten (14 dB), ki jih predvideva standard. Za vrednost signal/motnja, ki še omogoča nemoteno komunikacijo, pa smo uporabili vrednost 19 dB. Predvideli smo tudi linearnost sprejemnika.

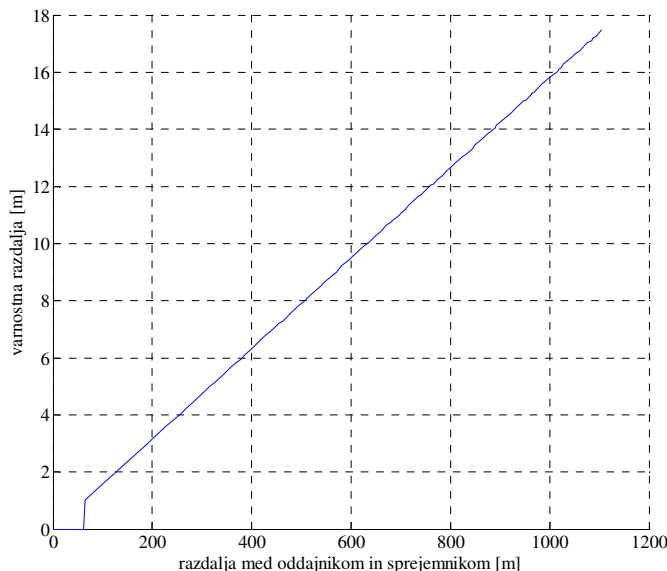
#### 6.3.3.1. Model slabljenja v odprtem prostoru

Izguba poti pri razširjanju signala v praznem odprtem prostoru je podana z enačbo 4.5. V primeru uporabe izotropnih anten ( $G=1$ ) pa velja enačba 4.6. Potek izgube poti modela prikazuje slika 6.2.



Slika 6.2: Potek slabljenja modela FSL

Z uporabo modela FSL smo določili največjo potrebno varnostno razdaljo med motilnim oddajnikom in sprejemnikom, ki še omogoča nemoteno komunikacijo. Slika 6.3 prikazuje varnostno razdaljo v odvisnosti od razdalje med oddajnikom in sprejemnikom. Prikazan je potek krivulje za frekvenčni odmik 25 kHz.

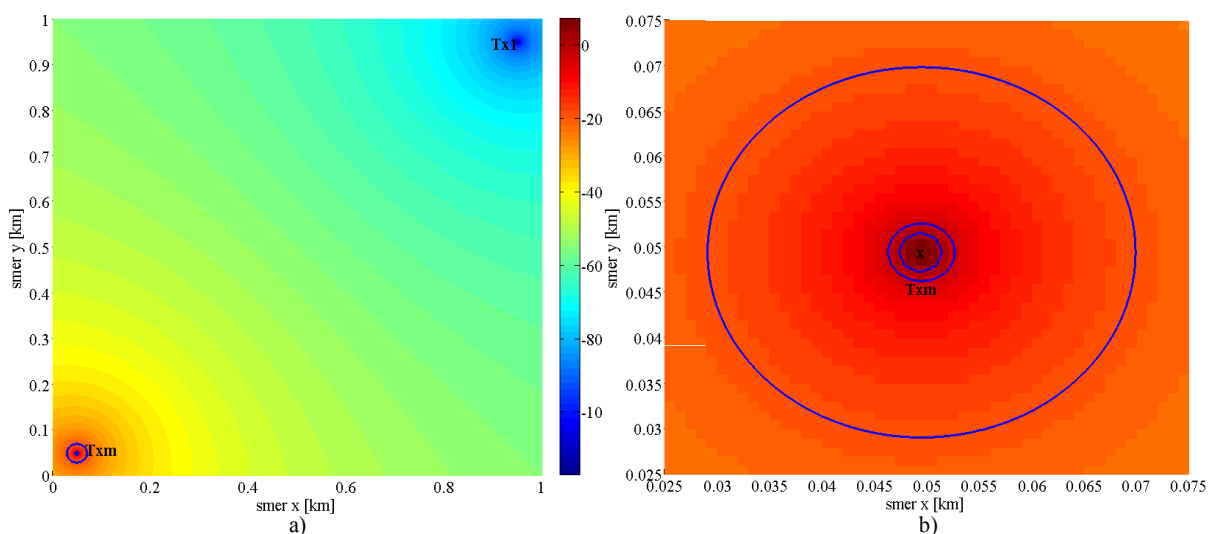


Slika 6.3: Varnostna razdalja – sosednji kanal

Iz poteka krivulje je razvidno, da znaša maksimalna razdalja med koristnim oddajnikom in sprejemnikom, ki še omogoča nemoteno komunikacijo med njima ne glede na položaj motilca, 89 m. Sprejemnik se lahko nahaja, kjer koli v dosegu koristnega oddajnika, razen na mestu motilca oziroma v njegovi neposredni okolici (nekaj centimetrov). Z večanjem oddaljenosti med oddajnikom in sprejemnikom se tudi varnostna razdalja linearno povečuje in pri oddaljenosti 1 km znaša približno 16 m. Rezultate je moč podkrepiti tudi z potekom krivulje slabljenja modela FSL (slika 6.2). Slabljenje v neposredni bližini oddajnika strmo pada, nakar se strmina krivulje močno zmanjša in ima skoraj linearni potek. Oster prehod krivulje pri oddaljenosti 89 m je posledica natančnosti izračuna varnostne razdalje, ki znaša 1 m, in samega modela izgube poti.

Slika 6.4 a prikazuje razmerje signal/motnja za polje sprejemnikov velikosti  $1 \text{ km}^2$ . Izračun smo naredili za frekvenčni odmik motilnega oddajnika 25 kHz, za katerega znaša vrednost minimalnega slabljenja signala v sosednjem kanalu 55 dBc (tabela 6.1). Položaj koristnega oddajnika je na spodnji sliki označen s  $Tx1$ , položaj motilnega s  $Txm$ , njuna medsebojna oddaljenost pa znaša 1,27 km.

Slika 6.4 b prikazuje del področja okoli motilnega oddajnika (50x50 m). S krogi je ponazorjena minimalna potrebna oddaljenost sprejemnika od motilnega oddajnika za nemoten sprejem pri nesprejemljivi razdalji med oddajnikom in motilcem (1,27 km). Polmer zunanega kroga, ki pripada frekvenčnemu odmiku 25 kHz, znaša 20,4 m. Za frekvenčni odmik 50 kHz znaša minimalno slabljenje signala 70 dBc, minimalno slabljenje za odmik 100 kHz pa znaša 75 dBc. Na spodnji sliki sta področja minimalne varnostne razdalje oziroma minimalni potrebni odmik od motilca ponazorjena z manjšima krogoma. Za frekvenčni odmik 50 kHz znaša polmer kroga 3,2 m, za odmik 100 kHz pa se mora sprejemnik nahajati vsaj 2 m od motilnega oddajnika.



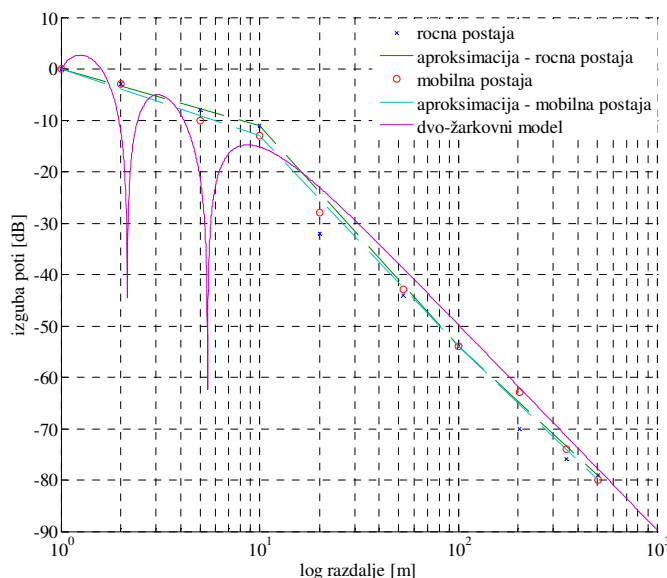
Slika 6.4: Prikaz razmerja signal/motnja in področje motenja sprejemnika

Na velikost in zlasti natančnost določitve varnostne razdalje vpliva predvsem ustreznost izbranega modela izgube poti. Model FSL je zelo splošen in uporaben le za izračun slabljenja signala v prvi fresnelovi coni, ki mora biti brez ovir. Zaradi tega se ga za določanje izgube poti običajno ne uporablja samostojno, saj v realnosti nimamo okolja, ki bi ustrezal praznemu prostoru (okolje brez vsakršnih preprek in posledično odbojev, uklonov,...). Zato so tudi izračunane varnostne razdalje razmeroma kratke in predvsem nerealne.

### 6.3.3.2. Dvo-žarkovni model

Dvo-žarkovni model, ki upošteva le neposredni in od tal odbiti žarek, je podrobneje opisan v razdelku 4.5.2. Vrednost slabljenja radijskega žarka kot funkcijo razdalje prikazuje črta vijolične barve na sliki 6.5. Pri izračunu je upoštevana tudi velikost slabljenja drugega žarka, ki nastane zaradi odboja radijskega žarka od tal. Zaradi različnega spreminjanja faze direktnega in odbitega žarka z razdaljo, seštevanje odbitega in direktnega žarka v nekaterih

točkah povzroči ojačanje sprejetega signala, v drugih pa slabljenje, kar lepo prikazuje tudi slika 6.5. Če imata oba radijska žarka približno enako pot (razdalja med oddajnikom in sprejemnikom velika v primerjavi z njunima višinama), je slabljenje radijskega žarka podano z enačbo 4.61. Rezultati na spodnji sliki kažejo, da poenostavljena enačba velja za razdalje večje od 10 m.



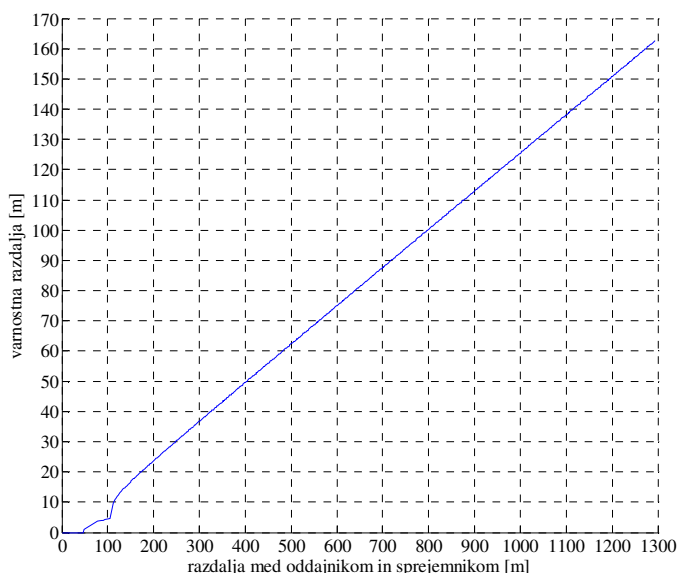
Slika 6.5: Potek izgube poti dvo-žarkovnega modela in prikaz meritev

Model smo preverili tudi z meritvami na odseku ravne ceste med Črno vasjo in Podpečjo. Meritve smo opravili med dvema ročnima terminaloma EADS THR880i in mobilnim terminalom EADS TMR880. Križci in krogi na sliki 6.5 prikazujejo rezultate meritev za ročni in mobilni terminal TETRA, črte pa trende padanja signala na majhni in veliki razdalji od oddajnika.. Iz dobljenih rezultatov je moč ugotoviti, da se izmerjene vrednosti lepo ujemajo s teoretičnimi rezultati. Signal upada s četrto potenco razdalje na razdaljah daljših od 10 m, medtem ko bližnje polje pada skoraj linearno z razdaljo. Torej je model uporaben predvsem za ravna odprta področja, kjer k jakosti sprejetega signala prispevata predvsem neposredni in od tal odbiti žarek.

Zelo dober primer odprtega področja, za katerega je model uporaben, so avtoceste, kjer se pogosto dogajajo nesreče. Na kraju nesreče hkrati deluje več različnih reševalnih služb, ki morajo delovati čim bolj usklajeno. Za potrebe medsebojne komunikacije pogosto uporabljajo način DMO. Običajno je hkrati v uporabi več različnih skupin DMO (reševalci, gasilci, policija, delavci cestnih podjetij, kombinirane skupine), ki se lahko med seboj motijo. Zaradi

tega smo z uporabo dvo-žarkovnega modela analizirali motnje, ki lahko na razmeroma ravnem področju brez večjih ovir vplivajo na zanesljivost komunikacij v načinu DMO.

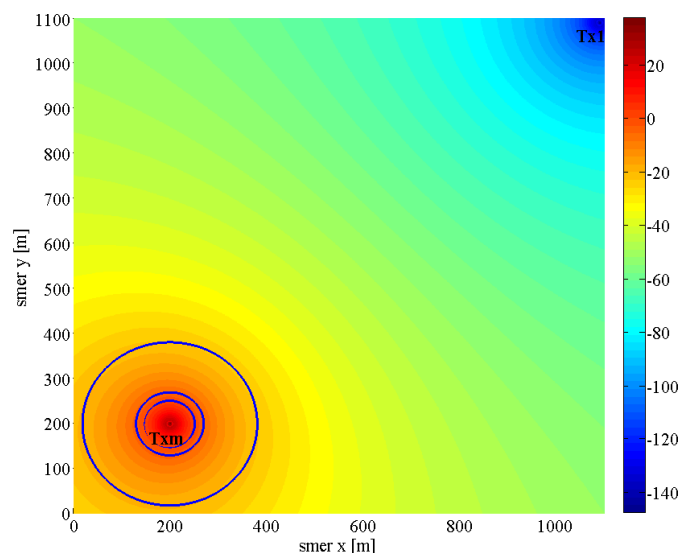
Tudi v tem primeru je osnovni parameter, ki ga moramo določiti, potrebna varnostna razdalja med motilnim oddajnikom in sprejemnikom, ki še omogoča nemoteno komunikacijo. Potek krivulje varnostne razdalje v odvisnosti od oddaljenosti med koristnim oddajnikom in sprejemnikom za frekvenčni odmik 25 kHz prikazuje slika 6.6.



Slika 6.6: Varnostna razdalja – sosednji kanal

Iz slike je razvidno, da motilni oddajnik moti sprejemnik ko oddaljenost med sprejemnikom in koristnim oddajnikom naraste na 48 m. Takrat znaša minimalna varnostna razdalja 1 m. Varnostna razdalja prične pri oddaljenosti nekaj več kot 100 m naraščati razmeroma linearno in pri razdalji 1 km znaša 125,5 m. Potek krivulje je pričakovan, saj se sklada s potekom krivulje izgube poti (linearno merilo razdalje), ki strmo pada do razdalje okoli 100 m. Krivulja se nato izravna in ima od razdalje 200 m naprej skorajda linearni potek.

Izračun interference motilnega oddajnika, ki deluje v sosednjem kanalu oddaljenemu 25 kHz od nosilne frekvence koristnega oddajnika, za mrežo sprejemnikov na področju velikosti 1100 m krat 1100 m in z ločljivostjo 1 m, prikazuje slika 6.7. Položaja motilnega in koristnega oddajnika, ki sta na sliki označena s  $Txm$  oziroma  $Tx1$ , se ne spreminjata. V prikazani simulaciji pa znaša njuna medsebojna oddaljenost 1,26 km.



Slika 6.7: Prikaz razmerja signal/motnja in področje motenja sprejemnika

Z bližanjem sprejemnika motilnemu oddajniku se interferenca pričakovano povečuje. Na sliki 6.7 so s krogi grafično ponazorjena področja znotraj katerih ni možen zanesljiv sprejem. Največji krog, ki ima polmer 181 m, ponazarja varnostno razdaljo za frekvenčni odmik 25 kHz. Znotraj kroga je razmerje signal/motnja večje kot je minimalno potrebno razmerje določeno v standardu (-19 dBm), ki še omogoča nemoteno komunikacijo. Polmer kroga je za frekvenčni odmik 50 kHz pričakovano manjši in znaša 70 m. Če sta nosilni frekvenci motilnega in koristnega oddajnika razmaknjeni za več kot 100 kHz, je sprejem moten le v področju znotraj najmanjšega kroga na sliki 6.7. V tem primeru mora biti sprejemnik za nemoten sprejem oddaljen od motilca vsaj 51,4 m.

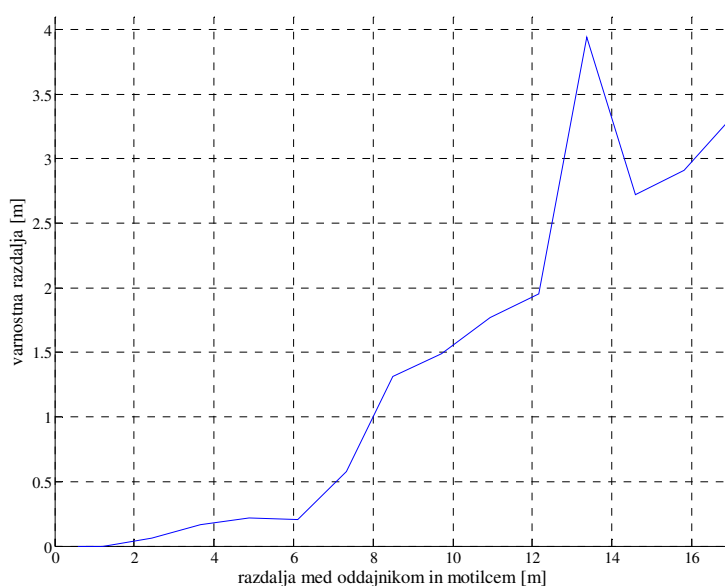
Izračunane varnostne razdalje so v primerjavi z varnostnimi razdaljami določenimi z modelom FSL (razdelek 6.3.3.1) bistveno večje. Iz primerjave med izračunanimi vrednostmi in meritvami, ki so prikazane na sliki 6.1, lahko sklepamo, da daje pristop razmeroma pesimistične vrednosti razdalj. Z upoštevanjem dejstva, da dvo-žarkovni model dobro napove izgubo poti na ravnem odprtem področju, je najverjetnejši vzrok netočnosti rezultatov v previsoko postavljeni meji signal/motnja, ki še omogoča nemoteno komunikacijo.

### 6.3.3.3. Model večih sten

Model večih sten, ki se pogosto uporablja za izračun izgube poti v notranjosti stavb, je podrobneje opisan v razdelku 4.5.3.1.5. Pri izračunu upadanja jakosti radijskega signala poleg slabljenja v praznem prostoru model upošteva tudi slabljenje vmesnih sten in tal.

Za določitev minimalne varnostne razdalje med sprejemnikom in motilnim oddajnikom z uporabo modela večih sten je bilo potrebno modelirati okolje razširjanja. V programu RPS, v

katerem je model MWM že implementiran, smo za okolje razširjanja modelirali tretje nadstropje stavbe N na Institutu Jožef Stefan. Modelirali smo vse zunanje in pregradne stene ter jim določili ustrezne električne parametre (relativna permeabilnost in prevodnost). Koristni oddajnik smo namestili 1,4 m izven kota stavbe, motilni oddajnik pa smo premikali po diagonali proti nasprotnemu kotu stavbe. Razdalja med njima smo povečevali od 0,6 m do 17 m. Sprejemnike smo namestili v ravno linijo med točko koristnega oddajnika in koncem stavbe v diagonalni smeri. Za vseh petnajst položajev motilnega oddajnika smo za vse sprejemnike izračunali jakost koristnega in motilnega signala. Na podlagi dobljenih rezultatov smo določili varnostno razdaljo med motilnim oddajnikom in sprejemnikom, ki še omogoča nemoten sprejem koristnega signala.

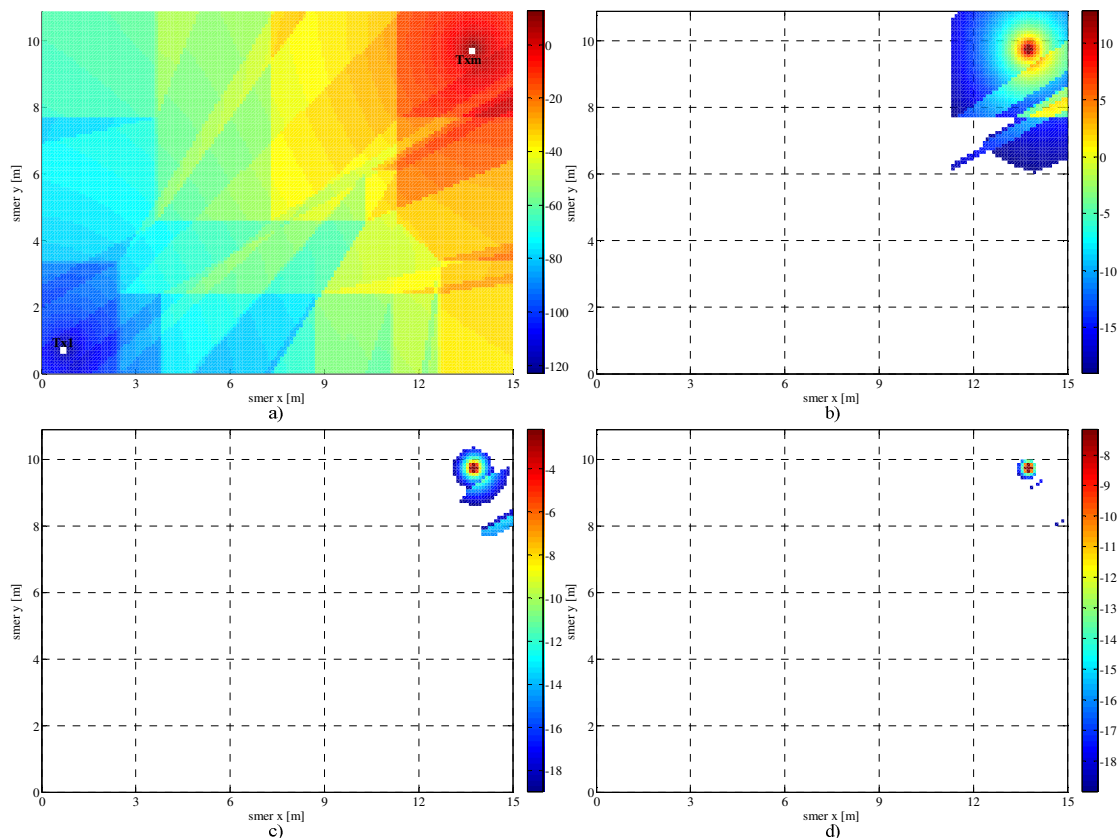


*Slika 6.8: Varnostna razdalja – sosednji kanal*

Krivuljo varnostne razdalje smo v tem primeru prikazali v odvisnosti od razmaka med koristnim oddajnikom in motilnim oddajnikom, saj na velikost razmerja signal/motnja močno vplivajo vmesne stene in velikosti prostorov, kar posledično vpliva tudi na sam potek krivulje. Varnostno razdaljo za frekvenčni odmik 25 kHz prikazuje slika 6.8.

Krivulja na sliki 6.8 ima več ostrih prehodov, ki sovpadajo z položajem motilnega oddajnika v prostorih. Jakost sprejetega signala namreč ob prečkanju stene močno pade, kar se odraža tudi v precejšnjem povečanju varnostne razdalje. Le ta je torej močno odvisna od števila prostorov, velikosti predvsem oddaljenih prostorov, električnih lastnosti sten in predvsem od števila prostorov, ki loči sprejemnik od motilnega oddajnika. Iz slike 6.8 je razvidno, da krivulja v zadnjem delu upada. Iz analize simulacijskega modela smo ugotovili,

da je glavni vzrok odstopanja zadnjih treh izračunanih vrednosti velikost razdalje med koristnim in motilnim oddajnikom in število vmesnih sten, kar posledično privede do varnostne razdalje, ki je večja od dimenzije zadnjega prostora. Varnostne razdalje je torej v teh primerih razdalja med motilnim oddajnikom in najbolj oddaljenim sprejemnikom v liniji, ki se nahaja v istem prostoru, saj ob prečkanju stene jakost motnje naraste nad mejo -19 dB. Posledično to pomeni, da se sprejemnik in motilni oddajnik, ki deluje na sosednjem kanalu, ne smeta hkrati nahajati v najbolj oddaljenem prostoru analiziranega modela.



Slika 6.9: Prikaz razmerja signal/motnja a) in področje motenja sprejemnika – b), c), d)

Slika 6.9 a prikazuje interferenco izračunano z modelom MWM motilnega oddajnika, ki deluje v sosednjem kanalu – razmik med nosilnima frekvencama je 25 kHz. Izračun je narejen za tretje nadstropje stavbe N (Institut Jožef Stefan) za mrežo sprejemnikov velikosti 15 m krat 10,9 m, ločljivostjo 0,1 m in višino 1,2 m nad tlemi. Položaja motilnega in koristnega oddajnika, ki sta na sliki označena s *Txm* oziroma *Tx1*, se ne spreminjata. V prikazanih rezultatih simulacij pa znaša njuna medsebojna oddaljenost 15,8 m.

Iz slike 6.9 a je razvidno, da se interferenca z bližanjem sprejemnika motilnemu oddajniku povečuje. Prav tako je moč iz nje razbrati tudi razporeditev in velikost posameznih prostorov,



saj model upošteva dodatno slabljenje signal, ki ga povzročajo pregradne stene. Slika 6.9 b prikazuje področje, na katerem je pri frekvenčnem odmiku 25 kHz onemogočen nemoten sprejem. Obsega celoten prostor, ki je najbolj oddaljen od sprejemnika in manjši del sosednjega prostora. Področje motenega sprejema za frekvenčni odmik 50 kHz je pričakovano manjše in ne sega v sosednje prostore – slika 6.9 c. V primeru, da sta nosilni frekvenci motilnega in koristnega oddajnika razmaknjeni za več kot 100 kHz, pa je sprejem moten le na razmeroma majhnem področju, ki je prikazan na sliki 6.9 d.

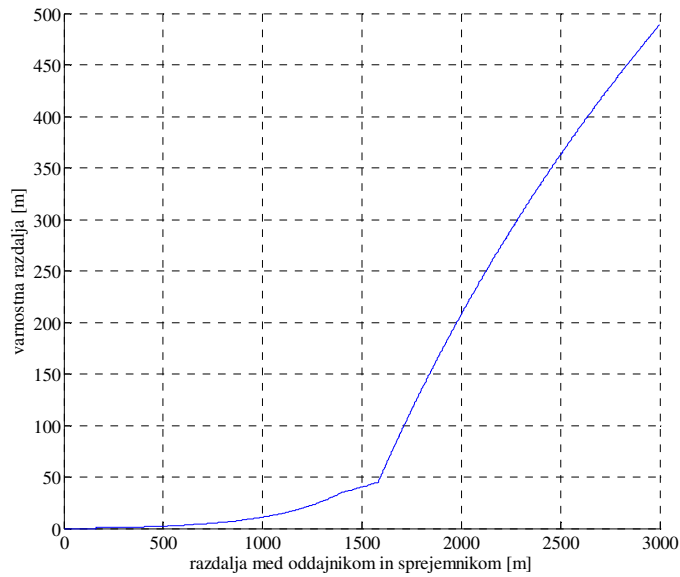
Model MWM smo preverili tudi z meritvami. Ugotovili smo, da je primeren predvsem za predikcijo razširjanja radijskega signala in izračun interference motilnih oddajnikov v stavbah, ki niso obdane z visokimi zgradbami od katerih bi se lahko radijski signal odbijal v notranjost analizirane stavbe in konstruktivno prispeval k jakosti sprejetega signala na preučevanem področju. Model namreč pri izračunu slabljenja upošteva izgubo poti v praznem prostoru in dodatne faktorje, ki predstavlja izgubo poti neposrednega žarka pri penetraciji skozi stene oziroma tla.

#### **6.3.3.4. Model trojnega nagiba**

Analizo motenj med oddajniki v predoru smo naredili s predlaganim modelom trojnega nagiba (razdelek 5.5.2), ki z zadovoljivo natančnostjo določa slabljenje radijskega signala v tipičnih cestnih predorih. Splošen potek izgube poti, ki je določen z modelom trojnega nagiba, prikazuje slika 5.12.

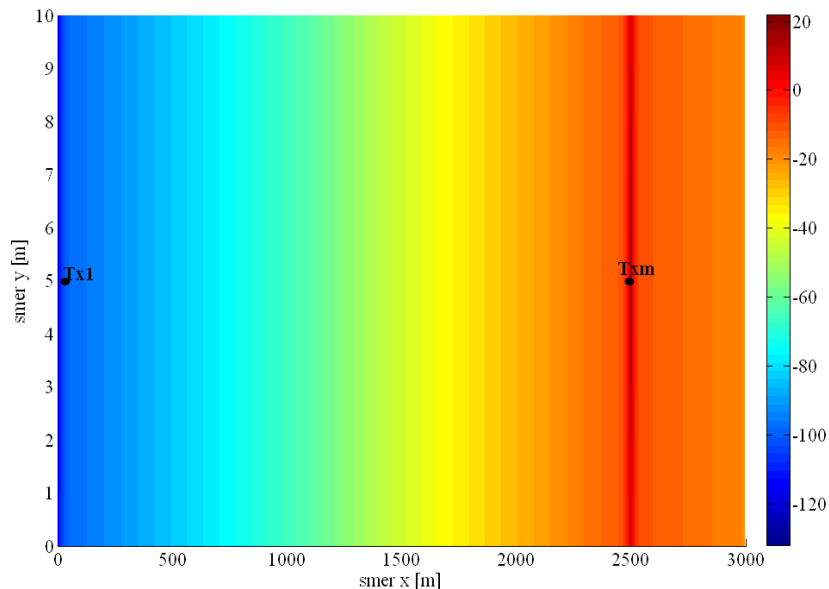
Z modelom trojnega nagiba, smo izračunali varnostno razdaljo za različne razmake med koristnim oddajnikom in sprejemnikom. Slika 6.10 prikazuje potek varnostne razdalje v odvisnosti od razmaka med koristnim oddajnikom in sprejemnikom za frekvenčni razmak 25 kHz.

Motilni oddajnik vpliva na kvaliteto zveze, če znaša razdalja med sprejemnikom in koristnim oddajnikom več kot 160 m. Krivulja na spodnji sliki nato rahlo narašča vse do oddaljenosti 1580 m, kjer znaša varnostna razdalje nekaj manj kot 44,3 m. Od tu naprej se prične krivulja varnostne razdalje strmo vzpenjati. Za nemoten potek komunikacije pri razmaku 2500 m mora biti motilec od sprejemnika oddaljen že za 363 m, pri razmaku 3000 m pa že 489 m.



*Slika 6.10: Varnostna razdalja – sosednji kanal*

Točka prehoda krivulje varnostne razdalje iz položnejšega v strmejši del sovpada s prvo prelomno točko modela trojnega nagiba. Tu namreč varnostna razdalja naraste nad vrednost oddaljenosti prve prelomne točke motilnega oddajnika (v našem primeru znaša vrednost 45 m) in položnejši del poteka krivulj signal/motnja (sosednji kanal) se dvigne nad mejo -19 dB, kar posledično pomeni bistveno hitrejše naraščanje varnostne razdalje.



*Slika 6.11: Prikaz razmerja signal/motnja*

Slika 6.11 prikazuje interferenco motilnega oddajnika, ki deluje v sosednjem kanalu (razmik nosilnih frekvenc znaša 25 kHz), za mrežo sprejemnikov na področju 3000 m krat

10 m in z ločljivostjo 1 m. V prikazanem izračunu razdalja med motilnim in koristnim oddajnikom, ki sta na sliki označena s  $Txm$  oziroma  $TxI$ , znaša 2,5 km.

Motilni oddajnik ima večji vpliv na sprejemnike, ki so mu bližje. Za prikazano razdaljo med motilcem in koristnim oddajnikom (2,5 km) in frekvenčni odmik 25 kHz mora biti sprejemnik v najslabšem položaju (neposredno za motilnim oddajnikom) za nemoten sprejem oddaljen 486 m od motilca. S povečanjem frekvenčnega odmika se varnostna razdalja močno zmanjša. Za položaj oddajnikov na sliki 6.11 in frekvenčni odmik 50 kHz mora biti za nemoten sprejem sprejemnik od motilca oddaljen za najmanj 20 m. Če sta nosilni frekvenci motilnega in koristnega oddajnika razmaknjeni za več kot 100 kHz, pa zahtevani odmik od motilca znaša le še 11,2 m. Veliko razliko med razdaljami pri frekvenčnem odmikih 25 kHz in 50 oziroma 100 kHz je moč pojasniti s pomočjo slike 6.10. Iz omenjene slike je namreč razvidno, da prične varnostna razdalja strmo naraščati šele po presegu razdalje prelomne točke – položnejši del krivulje signal/motnja se dvigne nad mejo -19 dBm.

Predhodno podani rezultati kažejo, da je smiselno uporabljati neposredni način delovanja sistema TETRA v predorih le do razdalje približno 1600 m. Zanesljivost komunikacije se nad to mejo prične zelo hitro zmanjševati, saj se v primeru prisotnosti motilnega oddajnika, ki deluje v sosednjem kanalu, potrebna varnostna razdalja z oddaljevanjem sprejemnika in motilca od koristnega oddajnika hitro povečuje. Če frekvenčni razmak nosilcev motilnega in koristnega oddajnika znaša 50 oziroma 100 kHz pa je mejna razdalja zanesljive komunikacije bistveno večja in na zanesljivost vpliva predvsem domet povezave DMO. Vendar pa je potrebno v izrednih razmerah, v katerih se neposredni način delovanja najpogosteje uporablja, vedno predvideti najslabši možni scenarij.

## 7. Sklep

V magistrskem delu smo obravnavali razširjanje radijskega signala v neposrednem načinu delovanja sistema TETRA. Podrobneje smo analizirali razširjanje signala v dolgih cestnih predorih in v notranjosti stavb ter medsebojni vpliv uporabnikov. S pomočjo meritev in simulacij smo pokazali, da lahko razširjanje radijskega signala v dolgih ravnih predorih modeliramo z novim modelom slabljenja, ki omogoča enostavno in učinkovito določanje dometa radijske povezave in varnostne razdalje. Analizirali smo še vpliv motenj med uporabniki v treh različnih okoljih in sicer za odprto področje, v notranjosti zgradb in v predorih.

Za določitev poteka slabljenja signala v tipičnem cestnem predoru smo uporabili serije meritev narejenih v dveh različnih predorih. Iz primerjave meritev in rezultatov simulacij smo ugotovili, da je potek izgube poti sestavljen iz treh značilnih odsekov; bližnjega, daljnega in zelo oddaljenega. Na osnovi ugotovitev v magistrskem delu predlagamo model trojnega nagiba. Prvi del krivulje slabljenja lahko približno ponazorimo z modelom FSL, drugi z valovodnim modelom in tretji z dvo-žarkovnim modelom. Prelomni točki določimo s pristopom Zhang oziroma s pomočjo meritev. Bistvena prednost uporabe predlaganega modela je v enostavni določitvi dosega komunikacije DMO in hitri analizi motenj med posameznimi skupinami uporabnikov. To je uporabno predvsem v izrednih razmerah, ko natančnih podatkov o okolju razširjanja ni razpolago in je hitra ocenitev zanesljivega dosega zveze bistvenega pomena.

Iz rezultatov meritev in simulacij je razvidno, da na domet komunikacije DMO močno vpliva predvsem nagib valovodnega dela krivulje, ki za predor Karavanke znaša približno 25 dB/km. Le ta je močno odvisen od oblike in prečnih dimenzij predora, nepravilnosti in ovir v predoru, prometa ter tudi od električnih lastnosti materialov predora. Jakost signala ob manjšanju prečnih dimenzij predora ter večjemu številu nepravilnosti in ovir v predoru hitreje upada in posledično zmanjšuje domet zanesljive radijske zveze. Pri natančnosti izračuna dosega zveze DMO je torej ključnega pomena pravilna določitev prečnih dimenzij ekvivalentnega pravokotnega predora.

Za analizo interference smo uporabili model FSL in dvo-žarkovni model izračun varnostne razdalje na odprtem področju, model MWM za določitev varnostne razdalje v stavbi in model trojnega nagiba, za določitev varnostne razdalje v predoru. Iz rezultatov smo ugotovili, da je dvo-žarkovni model pri določanju varnostne razdalje preveč pesimistični, model MWM pa

razmeroma realistično določa področje motenja sprejemnika. Analiza razmer v predorih kaže, da doseg zveze ni odvisen le od slabljenja signala v odvisnosti od razdalje, temveč tudi od števila aktivnih skupin DMO in frekvenčnega razmaka med njimi. Verjetnost sočasne oddaje dveh oddajnikov na sosednjih frekvencah je razmeroma majhna, vendar je potrebno v izrednih situacijah, ko je zahtevana 100 % zanesljivost komunikacij upoštevati najslabši možen primer.

V predlaganem modelu trojnega nagiba smo prvo prelomno točko, ki razmejuje bližnje in oddaljeno območje, določili s pomočjo pristopa Zhang. Za določitev druge prelomne točke smo uporabili rezultate meritev. V prihodnje bi bilo potrebno model trojnega nagiba dopolniti tako, da bi bilo možno analitično določiti tudi začetek zelo oddaljenega področja. To je razmeroma zahtevna naloga, saj je potrebno določiti položaj prelomne točke v odvisnosti od dimenzij predora ter ocenjenega števila in velikosti ovir v njem. Z upoštevanjem navedenih parametrov bi bilo posledično možno določiti prelomno točko oziroma razdaljo pri kateri začnejo večkrat odbiti žarki zanemarljivo prispevati k jakosti sprejetega signala.

## 8. Seznam uporabljenih virov

- [All77] K. Allsebrook, J. D Parsons, Mobile Radio Propagation in British Cities at Frequencies in the VHF and UHF Bands, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 26, pp. 313-322, 1977.
- [And95] J. B. Andersen, T. S. Rappaport, S. Youshida, Propagation Measurement and Models for Wireless Communications Channels, *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 33, no 1, pp. 42-49, januar 1995
- [Bal89] C. A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*. New York: Wiley, 1989.
- [Bör92] H. Börjeson, C. Bergljung, L. G. Olson, Outdoor Microcell Measurements at 1700 MHz, *Proc.41th IEEE Vehicular Technology Conference*, 1992.
- [Bul77] K. Bullington, Radio Propagation for Vehicular Communications, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-26, no.4, pp. 295-308, november 1977.
- [Cát99] M. F. Cátedra, J. Pérez-Arriaga, *Cell Planning for Wireless Communications*, London: Artech House Boston, 1999.
- [Che96] S.-H. Chen, S.-K. Jeng, SBR Image Approach for Radio Wave Propagation in Tunnels with and Without Traffic, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 45, no. 3, pp. 570-578, avgust 1996.
- [Cic95] D.J. Cichon, T. Zwick, J. Lähteenmäki, Ray Optical Indoor Modeling in Multi-floored Buildings: Simulations and Measurements, *IEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1995 Digest*, , Vol. 1, pp. 522-525, junij 1995.
- [Cic96] D. J. Cichon, T. Kurner, Propagation prediction models, COST 231 Final Rep., dosegljiv na: <http://www.lx.it.pt/cost231/>.
- [Del82] P. Delogne, *Leaky Feeders and Subsurface Radio Communications*, London, U.K.: Peter Peregrinus, 1982.
- [Der78] Y. Deryck, Natural propagation of electromagnetic waves in tunnels, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 27, pp. 145–150, avgust 1978.
- [Did00] D. Didascalou, T. M. Schäfer, F. Weinmann, W. Wiesbeck, Ray-Density Normalization for Ray-Optical Wave Propagation Modeling in Arbitrarily Shaped Tunnels, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 48, no 9, pp. 13316-1325, september 2000.
- [Dun99] Dunlop, J., Girma, D., Irvine, J, *Digital mobile communications and the TETRA system*, John Wiley & Sons, New York, 1999.
- [Egl57] J. Egli, Radio Propagation Above 40MC Over Irregular Terrain, *Proceedings of the IRE*, Vol. 45, pp.1383-1391, oktober. 1957.
- [EPT01] EPT/DMO PTG 010: Suggestions on propagation models for TETRA scenarios, januar 2001.
- [Fle96] B. H. Fleury, P. E. Leuthold, Radiowave Propagation in Mobile Communications: An Overview of European Research, *IEEE Comm. Mag.*, Vol. 34, no. 2, pp. 70-81, februar 1996.
- [Gra03] Gray, D., *TETRA Advocate's Handbook, From Paper Promise to Reality*, Looe (Cornwall), Cornwall, 2003.

- [Hat80] M. Hata, Empirical formula for propagation loss in Land Mobile radio services, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 29, no. 3, avgust 1980.
- [Ibr83] M. F. Ibrahim, J. D. Parsons, Signal Strenght Prediction in Built-Up Areas. Part 1: Median Signal Strenght, IEEE Proc., Vol. 130, Part F, no. 5, pp. 377-384, 1983.
- [Ike84] F. Ikegami, S. Yoshoida, T. Takeuchi, M. Umehira, Propagation Factors Controlling Mean Field Strenght on Urban Streets, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 32, pp. 822-829, december 1984.
- [ITU-R] ITU-R Recommendation SM.329-6: Spurious emissions.
- [Kee90] J. M. Keenan, A. J. Motley, Radio Coverage in Buildings, British Telecom Technology, Vol. 8, no. 1, pp. 19-24, januar 1990.
- [Kle94] T. Klemenschits, E. Bonek, Radio Coverage of Road Tunnels at 900 and 1800 MHz by Discrete Antenns, Proc. of the 5th Intern. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 411 – 415, Hague, Nizozemska, 1994.
- [Lee89] W. Y. C. Lee, Mobile Cellular Telecommunications Systems, New York: McGraw-Hill, 1989.
- [Lin89] H. Ling, R. Chou, S. Lee, Shooting and bouncing rays: Calculating the RCS of an arbitrarily shaped cavity, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 37, pp. 194–205, februar 1989.
- [Mcn90] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorious, J. A. G. Maherbe, Introduction to the Uniform Geometric Theory of Diffraction, Norwood, MA: Artech House, 1990.
- [Oku68] Y. Okumura, E. Ohmori, T. Kawano, K. Fukada, Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service, Review of the Electrical Communication Laboratory, Vol. 16, no. 9-10, september-oktober 1968.
- [Par92] J. D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel, London: Pentech Press, 1992.
- [Ric65] P. L. Rice, A. G. Longley, K. A. Norton, A. P. Barsis, Tech Note 101: Transmission loss predictions for tropospheric communication circuits, U.S. Government Printing Office, Washington, DC, NBS Tech. Note 101, izdan maj 1965, popravljen maj 1966 in januar 1967.
- [Rus91] A. J. Rustako, N. Amitay, G. J. Owens, R. R. Roman, Radio Propagation at Microwave Frequencies for Line-of-Sight Microcellular Mobile and Personal Communications, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 40, pp. 203–210, februar 1991.
- [Sau94] S. R. Saunder, F. R. Bonar, Explicit Multiple Building Diffraction Attenuation Function for Mobile Radio Wave Propagation, Electron. Letts., Vol. 27, no. 14, pp. 1276–1277, julij 1994.
- [Sau95] S. R. Saunder, F. R. Bonar, Prediction of Mobile Radio Wave Propagation over Buildings of Irregular Heights and Spacings, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. 42, pp. 137–144, februar 1994.
- [Sei92] S. Y. Seidle, T. S. Rappaport, 914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloor Buildings, IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. 40, no. 2, pp. 207-217, februar 1992.
- [Skr06] B. Škrjanec, Posodobitev tunela Karavanke skladno z direktivo Sveta evropske

komisije, DARS d.d., Družba za avtoceste v Republiki Sloveniji, 8. Slovenski kongres o cestah in prometu, Portorož, 25.-27. oktober 2006.

- [TR102] ETSI TR 102 300-3 V1.2.1 (2002-01), Terrestrial Trunked Radio (TETRA);Voice plus Data (V+D);Designers' guide; Part 3: Direct Mode Operation (DMO).
- [Vog82] L. E. Vogler, An Attenuation Function for Multiple Knife-Edge Diffraction, *Radio Sci.*, Vol. 17, no. 6, pp. 1541–1546, november/december 1982.
- [Wal88] J. Walfisch, H. L. Bertoni, A Theoretical Model of UHF Propagation in Urban Environments, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 36, pp. 1788–1796, december 1988.
- [Wan06] t. S. Wang, C. F. Yang, Simulations of Wave Propagations in Curved Road Tunnels for Signals from GSM Base Station, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 54, no. 9, pp. 2577-2584, september 2006.
- [Xia92] H. H. Xia, H. L. Bertoni, Diffraction of Cylindrical and Plane Waves by an Array of Absorbing Half-Screens, *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 40, pp. 170–177, februar 1992.
- [Zha98] Y. P. Zhang, Y. Hwang, Characterization of the UHF Radio Propagation Channels in Tunnel Environments for Microcellular and Personal Communications, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 47, no. 1, pp. 283-296, februar 1998.
- [Zha03] Y. P. Zhang, Novel model for propagation loss prediction in tunnels, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, september 2003.



## **9. Izjava**

Izjavljam, da sem magistrsko delo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja prof. dr. Saša Tomažiča. Izkazano pomoč drugih sodelavcev sem v celoti navedel v zahvali.

Andrej Hrovat