UNIVERZA V LJUBLJANI

Fakulteta za računalništvo in informatiko

Tomi Mlinar

# Metoda za ugotavljanje sobivanja digitalnih signalov na istem frekvenčnem območju

DOKTORSKA DISERTACIJA

Mentor: prof. dr. Dušan Kodek

Somentor: zasl. prof. dr. Jožko Budin

Ljubljana, 2012

# POVZETEK

Frekvenčni prostor je že od nekdaj naravna dobrina. Zato ga posamezne države, nad njimi pa Mednarodna telekomunikacijska zveza (ang. International Telecommunication Union, ITU), že desetletja regulirajo in razporejajo tako, da je optimalno izkoriščen. Analogni sistemi, ki so še pred desetletjem prevladovali na vseh frekvenčnih območjih, so imeli znane zakonitosti razširjanja in posledično sobivanja. Določen frekvenčni pas je bil namenjen le določenemu sistemu. Z razvojem digitalnih sistemov oziroma digitalno obdelavo signalov so se razmere spremenile. Že nekaj časa ne velja več, da je določen frekvenčni pas namenjen le enemu sistemu. ITU dovoljuje, da pod določenimi pogoji sistemi sobivajo na istem frekvenčnem območju.

Povod za raziskave, katerih del je tudi ta disertacija, so zahteve, ki jih je ITU predpisala za sobivanje satelitskih sistemov (ang. Broadcasting Satellite Systems, BSS) in večkanalnih večtočkovnih distribucijskih sistemov (ang. Multi-channel Multipoint Distribution Systems, MMDS) na istem frekvenčnem območju [29]. Z razvojem MMDS, ki delujejo na istem frekvenčnem pasu kot BSS in teoretično z enakimi parametri, se pojavi vprašanje, kateri parametri so tisti, ki pomembno vplivajo na sobivanje sistemov. Naslednje vprašanje je, kako nastaviti parametre prizemnih sistemov, da lahko sobivajo s satelitskimi, pri tem pa niso preveč omejeni. Zdajšnje zahteve ITU namreč zmanjšujejo ekonomsko smislenost postavitve prizemnih sistemov oziroma jih skoraj onemogočajo.

V disertaciji so zajeti rezultati obsežne raziskave, ki je odgovorila na zgoraj zastavljeno vprašanje. Obdelani so vsi parametri, ki potencialno vplivajo na sobivanje digitalnih sistemov. Izračuni so narejeni v skladu s priporočili ITU [28, 29]. Za potrditev izračunov so bile narejene obsežne meritve na komercialno dostopnih sistemih, zgrajen pa je bil tudi testni sistem na poligonu v Ljubljani, ki je simuliral najbolj neugodne razmere, kjer bi bilo sobivanje digitalnih sistemov lahko ogroženo [3, 49]. To je takrat, ko so oddajnik sistema BSS, oddajnik sistema MMDS in sprejemnik enega od sistemov poravnani na isti navidezni premici.

Osnova za raziskave je bila splošna zaskrbljenost regulatorjev trga elektronskih komunikacij iz Evropske unije in Združenih držav Amerike glede sobivanja prizemnih sistemov MMDS in satelitskih sistemov BSS glede na regulativo ITU.

Ugotovitve, ki izhajajo iz meritev in izračunov [49], kažejo, da so zaradi napredka tehnologije sistemi, ki (po ITU) lahko sobivajo na istem frekvenčnem pasu, veliko manj občutljivi za medsebojno motenje. Zato je sprememba priporočil ITU nujna. Ta disertacija predlaga, kakšne naj bodo te spremembe. Kot je zapisano v sklepu, se celoten napor raziskave osredotoči na en parameter iz dokumenta ITU-RR Dodatek 30, Priloga 3 [29]. Po izsledkih izračunov in meritev lahko trdimo, da je ključno predvsem zaščitno razmerje med želenim in motilnim signalom *R* v enačbi za največjo dovoljeno gostoto pretoka moči motilnega signala. Vrednost *R* je trenutno postavljena na 30 dB za digitalne signale. Primerna vrednost parametra *R*, ki bi jo na osnovi študije priporočali, je **11 dB** (8 dB + 3dB v primeru zares slabih lokalnih vremenskih razmer). V praksi bi to pomenilo dovoljeno vrednost motilnega signala okrog -84 dBW/m$^2$, kar je primerna vrednost za zemeljske signale MMDS, da je sprejem tudi v slabšem vremenu nemoten, sobivanje s signali BSS pa mogoče brez navzkrižnih motenj.

# ABSTRACT

The frequency spectrum is a natural resource. For decades the International Telecommunication Union (ITU) and consequently its individual member countries have been regulating and assigning this spectrum to ensure its optimal usage. The analogue systems that dominated the frequency bands until a few decades ago had known radiation properties and thus the conditions for coexistence were also known. A certain part of the frequency band was assigned to an exactly known service, with no other service being allowed to operate on the same frequency. Yet with the development of digital systems and digital signal processing this situation has changed. It is no longer the case that some part of the frequency band is dedicated exclusively to one service. In certain conditions, the ITU allows the coexistence of several systems on the same frequency band.

The main reason for this thesis is the current condition established by the ITU [29] for the coexistence of satellite systems (Broadcasting Satellite Systems) and MMDS (Multi-channel Multipoint Distribution Systems) on the same frequency band.

The thesis primarily focuses on the parameters that have a major impact on the coexistence of the MMDS and satellite systems working on the same frequency band and with the same geographical coverage. Another issue is how the parameters of terrestrial systems should be set so as to enable their coexistence with satellite systems without limiting the terrestrial systems. One must be cautious with restrictions because the potentially excessive restrictions on MMDS systems would limit their economic viability or even completely stop their deployment.

This doctoral thesis contains the results of comprehensive research into these matters [3, 49]. All parameters that could potentially have some impact on the coexistence of digital systems have been included in the research work and appropriately processed. Calculations have been made in compliance with the ITU's recommendations and regulations. Those calculations have been confirmed with extensive measurements of professional commercial systems (MMDS and BSS). In addition, a special transmitting/receiving system was constructed for the worst-case simulation – having a BSS transmitter, MMDS transmitter and BSS/MMDS receiver on the same line.

The motivation for this work was the general concern of the EU and US electronic communications administrations regarding the coexistence of local MMDS and BSS according to the ITU's regulations.

The measurements and calculations [3] show that, due to the latest technological developments, modern systems coexisting on the same frequency band (according to the ITU) are much less sensitive to mutual interference. It is therefore necessary to change the ITU regulation. This doctoral thesis proposes which changes should be made.

As stated in the conclusion, the study concentrates on a single parameter *R* – the protection ratio between the desired and interfering signals. According to the results of our calculations and measurements, parameter *R* in the equation for the allowed power flux density of an interfering signal is critical. This figure is set by ITU-RR Appendix 30 Annex 3 [29] to 30 dB for digital receivers. Yet in this thesis we propose the following value for parameter *R*: **11 dB** (8 dB + 3 dB in the event of locally extremely bad weather). In this case, the power flux density would be -84 dBW/m$^2$ which is an adequate power flux-density for the interferer (in our case for MMDS), and its coexistence with BSS.

# IZJAVA O AVTORSTVU

## I Z J A V A  O  A V T O R S T V U

## doktorske disertacije

Spodaj podpisani **Tomi Mlinar**

z vpisno številko _____

sem avtor doktorske disertacije z naslovom

**Metoda za ugotavljanje sobivanja digitalnih signalov na istem frekvenčnem območju.**

S svojim podpisom zagotavljam, da:

- sem doktorsko disertacijo izdelal samostojno pod vodstvom mentorja prof. dr. Dušana Kodeka in somentorstvom zasl. prof. dr. Jožka Budina,
- so elektronska oblika doktorske disertacije, naslov (slovenski, angleški), povzetek (slovenski, angleški) ter ključne besede (slovenske, angleške) identični s tiskano obliko doktorske disertacije,
- soglašam z javno objavo elektronske oblike doktorske disertacije v zbirki »Dela FRI«.

V Ljubljani, dne _____ Podpis avtorja: _____

# ZAHVALA

Želim se zahvaliti tistim, ki so mi na dosedanji poti pomagali, me vzpodbujali in mi stali ob strani takrat, ko sem to najbolj potreboval.

Po strokovni plati se zahvaljujem prof. dr. Dušanu Kodeku, ki mi je z mentorstvom in odkritimi komentarji pomagal doseči cilj. Zahvaljujem se tudi zasl. prof. dr. Jožku Budinu, ki je kot somentor usmerjal moje delo v pravo smer.

Zahvala gre mojemu dobremu kolegu Leopoldu Gregoraču, tudi soavtorju strokovnega članka v prestižni strokovni reviji IEEE Transactions on Broadcasting, ki mi je s svojo vztrajnostjo, idejami in trdno voljo dajal vzgled, kako se dajo doseči na prvi pogled še tako nemogoči cilji. Drugi kolega, ki se mu na tem mestu zahvaljujem, je Bela Čerpnjak. Omogočil mi je postavitev testnega sistema in pomagal pri uspešni izvedbi meritev. Velika zahvala gre kolegu Stanku Gajšku, s katerim sem na tak ali drugačen način povezan že skoraj vsa leta svoje profesionalne kariere. Od njega sem se naučil veliko, s svojimi več desetletnimi izkušnjami pa mi je dal tudi prenekatero idejo. Na področju antenske tehnike in meritev mu zagotovo ni para. Za vse mu bom večno hvaležen.

Seveda se z veliko hvaležnostjo obračam na svoja starša. Brez njiju, njune odkrite in nesebične podpore, usmerjanj in vzgoje, lastnega zgleda ter dejanj, pa tudi pomembne finančne podpore zagotovo ne bi naredil vseh teh korakov. To delo je posvečeno predvsem vama, draga mama in tata.

Največja zahvala gre moji družini, Klari, Viti in Timu. Ženi Klari še za izjemno lekturo, ki je dala temu delu piko na i. Vem, da je očka včasih prišel pozno domov, vem, da je tudi doma prenekatero urico namenil delu in se vam ni mogel povsem posvetiti. Ampak, otroci to razumete, včasih bolje kot odrasli …

Hvala vam!

Mojim staršem

# KAZALO

**POVZETEK** ..... **III**

**ABSTRACT** ..... **V**

**IZJAVA O AVTORSTVU** ..... **VII**

**ZAHVALA** ..... **IX**

**KAZALO** ..... **XIII**

**I. UVOD** ..... **1**

I.1 TEZA DOKTORSKE DISERTACIJE ..... 1

I.2 METODOLOGIJA ..... 3

I.3 PREGLED VSEBINE ..... 4

**II. LASTNOSTI DIGITALNI SISTEMOV** ..... **5**

II.1 MODULACIJA ..... 6

II.2 MULTIPLEKSIRANJE ..... 11

II.3 METODE SODOSTOPA DO KANALA ..... 14

II.4 SISTEMI ZA ODPRAVO NAPAK – KODIRANJE ..... 16

**III. PARAMETRI** ..... **21**

III.1 OPIS PARAMETROV ..... 21

*III.1.1 Razmerje signal/šum* ..... *21*

*III.1.2 Simbolna hitrost* ..... *22*

*III.1.3 Pogostnost bitne napake (BER)* ..... *23*

*III.1.4 Antenski parametri* ..... *25*

*III.1.5 Lastnosti sprejemnika* ..... *28*

III.2 VPLIV VREMENA ..... 30

*III.2.1 Padavine in temperatura* ..... *30*

*III.2.2 Priporočila za izračun slabljenja zaradi vremena* ..... *31*

III.3 IZBIRA PARAMETROV ..... 31

*III.3.1 Povezava med C/N, $E_b/N_0$ in BER* ... *31*
*III.3.2 C/N za modulacije QPSK in QAM* ... *35*

**IV. ANALIZA SOBIVANJA ... 39**

IV.1 VRSTE MOTENJ IN VPLIV NA MOTENI SISTEM ... 40
IV.2 OPIS OKOLJA ... 43
*IV.2.1 Prenosni kanal in širjenje signala v prostoru* ... *43*
*IV.2.2 Ercegov model širjenja signala* ... *48*
*IV.2.3 Model terena* ... *50*
IV.3 METODE ZA OCENO MOTENJ ... 50
IV.4 KRITERIJI ZA OCENO SOBIVANJA ... 51
*IV.4.1 Ocena zaščitne razdalje* ... *52*
*IV.4.2 Ocena največje dopustne sevane moči* ... *52*
*IV.4.3 Ocena razmerja I/N* ... *53*
IV.5 NAČINI SOBIVANJA ... 55
*IV.5.1 Isto geografsko območje pokrivanja, sosednja frekvenčna pasova* ... *55*
*IV.5.2 Sosednji geografski območji, isti frekvenčni pas* ... *58*
IV.6 SCENARIJI POSTAVITVE SISTEMOV ZA NEMOTENO SOBIVANJE ... 61
IV.7 DOLOČITEV POGOJEV ZA SOBIVANJE ... 62
*IV.7.1 Določitev razdalje med sistemoma* ... *63*
*IV.7.2 Določitev oddajne moči* ... *64*
*IV.7.3 Izbira (premik) frekvence* ... *65*
IV.8 ZAKLJUČNE UGOTOVITVE ... 65

**V. DIGITALNI SISTEMI NA ISTEM FREKVENČNEM PASU IN OBMOČJU POKRIVANJA .. 69**

V.1 SATELITSKI RADIODIFUZNI SISTEMI ... 72
V.2 PRIZEMNI RADIODIFUZNI SISTEMI ... 75
V.3 SOBIVANJE SISTEMOV BSS IN MMDS ... 77
*V.3.1 Metodologija* ... *78*
*V.3.2 Izračuni* ... *78*

**VI. TEORETIČNI DEL METODE – IZRAČUNI ... 81**

VI.1 OPIS PROBLEMA ... 81
VI.2 IZRAČUNI V SKLADU S PRIPOROČILI ... 83
*VI.2.1 Izračun dovoljene gostote pretoka moči po priporočilih* ... *84*
*VI.2.2 Izračun slabljenja zaradi vremenskih vplivov* ... *84*
*VI.2.3 Izračun gostote pretoka moči za BSS v Sloveniji* ... *87*

*VI.2.4 Izračun gostote pretoka moči za MMDS v Sloveniji* ..... *88*
*VI.2.5 Izračun razmerja C/N za kakovosten sprejem satelitskega signala* ..... *89*
*VI.2.6 Rezultati izračunov* ..... *90*

**VII. PRAKTIČNI DEL METODE – MERITVE ..... 91**

VII.1 ZASNOVA MERILNE METODE ..... 93
VII.2 MERITVE NA REALNIH SISTEMIH ..... 94
*VII.2.1 Postavitev problema* ..... *94*
*VII.2.2 Rezultati meritev* ..... *96*
VII.3 SIMULACIJA NAJBOLJ NEUGODNE SITUACIJE ..... 98
*VII.3.1 Postavitev problema* ..... *98*
*VII.3.2 Rezultati meritev* ..... *99*

**VIII. SKLEP ..... 103**

VIII.1 PRISPEVEK K ZNANOSTI ..... 104
VIII.2 PREDLOGI ZA NADALJNJE RAZISKAVE ..... 105

**KRATICE IN IZRAZI ..... 106**

**PRILOGE ..... 109**

PRILOGA 1 – KRITERIJI ZA OCENO SOBIVANJA ŠIROKOPASOVNIH SISTEMOV Z IZBRANIMI SISTEMI ..... 109
PRILOGA 2 – PODATKI O SATELITIH HOTBIRD IN ASTRA ..... 111
PRILOGA 3 – FREKVENCE SATELITSKIH SISTEMOV BSS ..... 112
PRILOGA 4 – PREDLOG ZA POPRAVEK ITU APPENDIX 30 ANNEX 3 ..... 113
PRILOGA 5 – PRIPOROČILA ITU-R, SERIJA P ..... 114
PRILOGA 6 – RADIJSKO POKRIVANJE S TOČKE MMDS KRVAVEC ..... 115

**LITERATURA ..... 116**

# I. UVOD

Digitalna obdelava signalov [53, 58], predvsem pa miniaturizacija velike procesorske moči, je omogočila velik razmah vseh oblik žičnih in brezžičnih telekomunikacijskih tehnologij. Največje prenosne hitrosti nam omogočajo predvsem optična vlakna. V tem primeru govorimo o gigabitih in celo terabitih na sekundo. Precej zaostajajo koaksialni kabli in drugi bakreni vodniki. Po njih dosegamo teoretično mejo prenosa nekaj deset megabitov na sekundo. Take hitrosti so za brezžično komunikacijo oziroma komunikacijo prek radijskega vmesnika (zraka) dosegljive na omejenih razdaljah in pod posebnimi pogoji. V realnosti so v uporabi hitrosti nekaj deset megabitov na sekundo, kar pa je zadosti za velik razmah radiodifuznih, mobilnih in drugih digitalnih brezžičnih komunikacijskih tehnologij. Glede na izbrano temo doktorske disertacije se omejujemo na digitalno obdelavo signalov v brezžičnih komunikacijah.

Dolga desetletja so prevladovali t. i. analogni signali, katerih prenos je imel določene zakonitosti. Imeli so dobre lastnosti, za današnje potrebe pa veliko slabosti. Njihova glavna slabost je bila neekonomična izraba frekvenčnega spektra in velika občutljivost za motnje. Vpeljava digitalnih tehnik in prenos digitalnih signalov sta te slabosti odpravila, še več, omogočila sta tudi veliko večje prenosne hitrosti.

Iz dosedanjega raziskovalnega dela, ki je bilo opravljeno [3, 49], in članka *New Elements for the Coexistence of Digital Broadcasting Satellite Systems with Multi-channel Multipoint Distribution Systems* avtorjev T. Mlinarja in L. Gregorača, ki je bil objavljen v publikaciji IEEE Transactions on Broadcasting junija 2009 [49], sklepamo, da bodo izsledki te disertacije pomembno vplivali na oblikovanje novega pogleda na sobivanje signalov na istem frekvenčnem območju in na popravke priporočil ITU.

## I.1 TEZA DOKTORSKE DISERTACIJE

Cilj disertacije je postavitev metode za preverjanje sobivanja digitalnih signalov/sistemov na istem frekvenčnem območju (pasu). Z metodo, ki zajema tako računski preskus kot preskus z meritvami, upoštevamo vse pomembne parametre digitalnih signalov in tako lahko določimo potrebno razmerje signal/šum za njihovo nemoteno sobivanje.

Disertacija se bolj podrobno osredotoča na digitalne širokopasovne satelitske signale. Po določilih dokumenta *ITU-RR Appendix 30 Annex 3* [29] je zaščitno razmerje med želenim (BSS) in motilnim

(MMDS) signalom 30 dB, kar naj bi zagotavljalo dovolj veliko zaščito pred motnjami. Obstoječa metoda [29] za določanje mejne vrednosti motilnega signala upošteva poleg gostote pretoka moči želenega signala na robu pokrivanja še:

- kotno diskriminacijo sprejemne antene ($D_K$),
- polarizacijsko diskriminacijo med želenim in motilnim signalom ($D_P$) in
- zaščitno razmerje med želenim in motilnim signalom ($R$).

Dosedanje raziskave [1, 9, 11, 16, 12] na delujočih sistemih kažejo, da je obstoječa metoda precej groba pri določanju dopustnih vrednosti, ki jih lahko dosegajo motilni signali. Po veljavnih metodah, zapisanih v mednarodnih priporočilih [28, 29], se pri določanju zaščitnih razmerij med želenim in motilnim signalom na istem frekvenčnem območju dostikrat ne upoštevajo nekateri parametri, ki pa lahko bistveno vplivajo na pravilnost potrebnega razmerja signal/šum in s tem tudi na načrtovanje gradnje sistemov. Z razvojem zaščitnih tehnik za zaščito digitalnih signalov pred motnjami moramo poleg do zdaj uporabljenih parametrov upoštevati tudi druge, ki pomembno vplivajo na sobivanje signalov na istem frekvenčnem območju. To so:

- razmerje nosilni signal/motnja,
- pogostnost bitne napake,
- diskriminacija sprejemne antene,
- kodno razmerje,
- simbolna hitrost,
- polarizacija želenega in motilnega signala,
- širina kanala želenega in motilnega signala,
- modulacija,
- vpliv vremena,
- lokacija oddajnika,
- lokacija sprejemnika,
- uporabljen način popravljanja napak (kodiranje),
- občutljivost sprejemnika.

V disertaciji se podrobno analizira zgoraj naštete parametre in način ter jakost njihovega vpliva na sobivanje različnih sistemov.

## I.2 METODOLOGIJA

V disertaciji je podana metoda, s katero je mogoče oceniti, kateri parametri [2, 9, 11, 12, 16, 17, 18] so pomembni za sobivanje digitalnih signalov/sistemov s podobnimi lastnostmi na istem frekvenčnem območju, kakšna je teža posameznih parametrov in kako v praksi preveriti možnost sobivanja. Metoda je primerna za digitalne prenosne sisteme. Praktično vrednost metode in postavljenih hipotez smo preskusili na frekvencah digitalnih satelitskih signalov BSS (ang. Broadcasting Satellite System) [7, 10, 13, 22, 47]. Ti uporabljajo pretežno modulacijo QPSK (relativno neobčutljiva modulacija v primerjavi s QAM) in kombinacijo Viterbijevega in Reed-Solomonovega kodiranja. Pri teoretičnem in praktičnem postavljanju metode smo se omejili na digitalne radiodifuzne sisteme [16], ki delujejo na frekvenčnem pasu od 11,7 do 12,5 GHz. Kot motilne signale smo uporabili mikrovalovne večkanalne distribucijske sisteme MMDS (ang. Microwave Multi-channel Distribution System) [17], ki predstavljajo preslikavo sistemov BSS na Zemlji. To pomeni, da delujejo na istih frekvencah in uporabljajo tehnične parametre iz istega nabora parametrov (modulacija, simbolna hitrost, kodno razmerje, širina kanala, polarizacija prenašanih signalov), le oddajne moči na Zemlji so veliko manjše. Prav tako so praviloma manjši tudi koti, pod katerimi sprejemamo signal.

Poskusne meritve so bile izvedene na preskusnem poligonu, postavljenem v Ljubljani, ki je bil sestavljen iz digitalnega prizemnega oddajnega sistema MMDS (v Ljubljani) in izbranega digitalnega satelitskega sistema (v geostacionarni orbiti) [3, 49]. Na oddane digitalne signale satelitov nismo mogli vplivati, lahko pa smo izbirali med različnim naborom satelitov, ki pokrivajo naše ozemlje in na njih izbrali digitalne signale s takšnimi parametri, ki so ustrezali našemu problemu. Izbirali smo lahko med različnimi kombinacijami oddajne frekvence, polarizacije, simbolne hitrosti, stopnje kodiranja, pasovne širine in oddajne moči. V okviru tehničnih možnosti smo lahko poljubno vplivali na naš testni oddajni sistem na Zemlji in (skoraj) poljubno nastavljali opazovane parametre. Merilno opremo smo izbrali tako, da je omogočila zajem pravih podatkov. Predvsem nas je zanimalo zaščitno razmerje med želenim in motilnim signalom. Kot končni rezultat praktičnega preskusa je tabela razmerij signal/šum pri različni kombinaciji parametrov. Rezultati se lahko uporabijo za oceno sobivanja katerih koli digitalnih sistemov s podobnimi osnovnimi karakteristikami. Na osnovi rezultatov [3, 49] smo že oblikovali predlog za korekcijo relevantnih priporočil ITU (**priloga 4**).

## I.3 PREGLED VSEBINE

Uvodnemu poglavju te disertacije sledi poglavje, ki na kratko obdeluje pomembnejše lastnosti sodobnih digitalnih sistemov, kot so to digitalne modulacije, načini multipleksiranja, metode sodostopa do kanala, sistemi za odpravo napak in kodiranje.

V tretjem poglavju so opisani pomembni parametri, ki vplivajo na sobivanje digitalnih signalov. Parametri oziroma razmerja, ki nas zanimajo, so jakost želenega signala, jakost motilnega signala, nivo šuma, razmerje signal/motnja, pogostnost bitne napake in vrsta kodiranja. Obdelane so tudi lastnosti pomembnih elementov komunikacijskega sistema, kot sta antena in sprejemnik ter ostali dejavniki, ki vplivajo na sobivanje, kot sta vrsta terena (okolje) in vreme. V tem delu se že izločijo parametri, ki imajo po teoretični raziskavi majhen ali zanemarljiv vpliv na sobivanje digitalnih signalov na istem frekvenčnem območju.

Analiza sobivanja v četrtem poglavju preučuje metode za preverjanje sobivanja različnih sistemov ali na istem geografskem območju (a na različnih frekvenčnih pasovih) ali na istem frekvenčnem pasu (a na sosednjih geografskih območjih). Primeri, ko bi se povsem pokrili vsi parametri sistemov, ki delujejo hkrati tako na istem frekvenčnem pasu kot istem geografskem območju, so zelo redki. V predzadnjem delu tega poglavja je opisana metoda za preverjanje sobivanja, ki je v naslednjih poglavjih uporabljena za teoretične izračune in meritve.

V petem poglavju je obdelan primer digitalnih sistemov, ki lahko delujejo hkrati na istem frekvenčnem pasu in istem geografskem območju. Kot primer so vzeti satelitski sistemi (BSS) in prizemni sistemi (MMDS), ki delujejo po standardu DVB, uporabljajo isti frekvenčni pas, generirani signali pa imajo identične lastnosti.

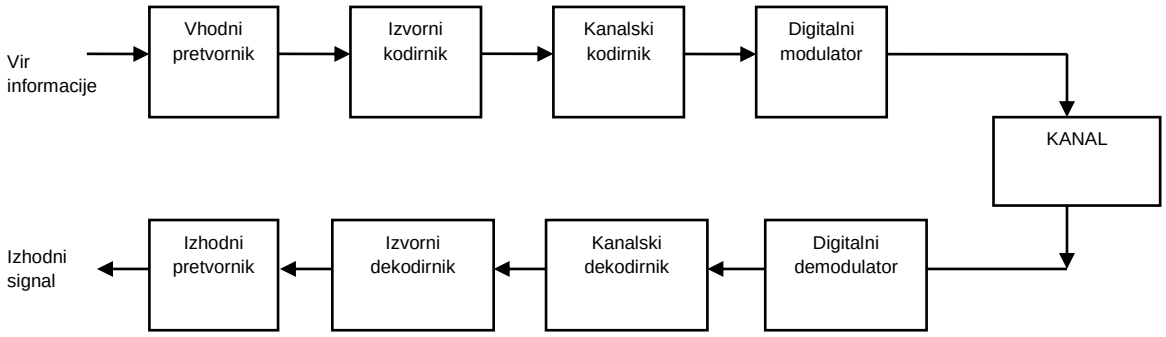
V šestem poglavju je zapisan teoretični del metode za preverjanje sobivanja digitalnih sistemov na istem frekvenčnem območju. Kot konkreten primer so narejeni izračuni gostote pretoka moči za delujoče sisteme BSS in MMDS, kar je služilo kot izhodišče za praktični preskus sobivanja.

V sedmem poglavju je zapisan praktični del metode – meritve za preverjanje možnosti sobivanja digitalnih sistemov na istem frekvenčnem območju, povzeti pa so tudi rezultati meritev.

Bistvo disertacije, velikost popravka zaščitnega parametra med želenim in motilnim signalom, je zapisano v sklepu.

# II. LASTNOSTI DIGITALNI SISTEMOV

Osnovna zgradba digitalnega komunikacijskega sistema [55] je prikazana na **sliki II.1**.




***Slika II.1:*** *Digitalni komunikacijski sistem [55]*

V digitalnih komunikacijskih sistemih se izvorna informacija pretvori v niz bitov. Zaradi učinkovitosti takega sistema težimo k temu, da je izvirna informacija zapisana s čim manj biti. Postopek učinkovitega pretvarjanja informacije v niz bitov imenujemo izvorno kodiranje ali tudi zgoščanje podatkov. V kanalskem kodirniku se osnovnemu nizu doda nekaj redundantnih bitov. Slednji so namenjeni sprejemniku, ki iz sprejetega signala lahko izloči koristno informacijo, popačeno zaradi šuma in drugih motenj. Naloga digitalnega modulatorja je, da vtisne binarni niz podatkov v neko valovno obliko. Recimo, da pošiljamo kodiran niz podatkov bit za bitom s stalno hitrostjo $R_b$ bitov na sekundo. Digitalni modulator vtisne bit 0 v valovno obliko $s_0(t)$ in bit 1 v valovno obliko $s_1(t)$. V tem primeru se vsak bit iz kanalskega kodirnika prenaša posebej. Temu rečemo binarna modulacija. V drugem primeru pa lahko modulator prenaša $n$ kodiranih informacijskih bitov sočasno z uporabo $M = 2^n$ različnih valovnih oblik $s_i(t)$, $i = 0, 1,...,M-1$, kjer je po ena valovna oblika namenjena vsakemu od $2^n$ možnih *n-bitnih* nizov. Temu rečemo modulacija *M-tega* reda (M > 2). Komunikacijski kanal je fizični medij, po katerem potuje signal od oddajnika k sprejemniku. Pri brezžičnih komunikacijah je medij prazen prostor (zrak). V tem kanalu se signal popači zaradi različnih dejavnikov: termičnega šuma, motenj, ki jih na primer generirajo antene in elektronske naprave, motenj zaradi razelektritev v atmosferi (strele med nevihto) in različnih drugih motenj, ki jih generira človek.

Na sprejemni strani digitalnega komunikacijskega sistema digitalni demodulator obdela sprejeti signal in spremeni valovne oblike v nize števil, ki predstavljajo oceno oddanih podatkovnih simbolov. Ta niz

obdela kanalski dekodirnik, ki poskuša rekonstruirati originalno informacijo iz poznavanja kode, ki jo je uporabil izvorni kodirnik, in redundance, ki jo vsebuje sprejeti signal. Merilo, kako dobro delujeta demodulator in dekodirnik, je pogostnost, s katero se pojavljajo napake v dekodiranem nizu. Bolj natančno merilo za delovanje kombinacije demodulator–dekodirnik je verjetnost za napačen bit na izhodu dekodirnika. Na splošno je verjetnost napake funkcija lastnosti kode, vrste valovnih oblik, uporabljenih za prenos podatkov po kanalu, oddajne moči, karakteristik prenosnega kanala (npr. šuma, motenj) in uporabljenih metod za demodulacijo in dekodiranje. Signal na izhodu izvornega dekodirnika je vedno približek oddanega signala.

## II.1 MODULACIJA

Modulacija [53, 55] je postopek spreminjanja amplitude, frekvence ali faze sinusoidalnega radijskega signala s signalom, ki nosi neko informacijo (govor ali druge podatke). Osnovni obliki *digitalnih modulacij* sta ASK (ang. Amplitude Shift Keying) in FSK (ang. Frequency Shift Keying) oziroma PSK (ang. Phase Shift Keying). Od omenjenih se je najbolj razvila prav slednja, kjer se faza nosilnega signala spreminja v ritmu digitalnega signala. Velikokrat se uporablja BPSK (ang. Binary Phase Shift Keying), še pogosteje pa QPSK (ang. Quadrature Phase Shift Keying). Vsak simbol (fazni premik) vsebuje določeno število bitov informacije – stopnja modulacije. Večja kot je stopnja modulacije, več bitov lahko prenesemo z enim simbolom. Če kombiniramo ASK in PSK, dobimo modulacijo QAM (ang. Quadrature Amplitude Modulation), ki pomeni še več bitov prenesene informacije z enim simbolom. Novejši širokopasovni sistemi imajo prilagodljivo stopnjo modulacije QAM, ki se giblje v razponu od 2 do 1024. Večja kot je uporabljena stopnja modulacije, večje mora biti razmerje *signal/šum*, da je pogostnost bitne napake (ang. Bit Error Rate, BER) znotraj želenih meja. Za oceno ali izbiro digitalne modulacije so kriteriji naslednji: BER, spektralna učinkovitost, sosednjekanalna interferenca, močnostna učinkovitost in kompleksnost implementacije sistema. Sodobne digitalne modulacije in tehnike sodostopa omogočajo sobivanje digitalnih signalov na istem frekvenčnem območju. Za to pa morajo biti izpolnjeni določeni pogoji. Eden izmed osnovnih, ki pa obstaja že iz obdobja uporabe analognih signalov, je razmerje signal/šum *S/N* (ang. Signal-to-Noise). Pogosto uporabljamo tudi izraz *C/N* (ang. Carrier-to-Noise). Šum *N* je sestavljen iz termičnega šuma, lastnega šuma sprejemnika in signalov drugih sistemov, ki so podobni želenemu signalu, bodisi po uporabi frekvenčnega območja, modulaciji, kodi, časovni uporabi in drugo.

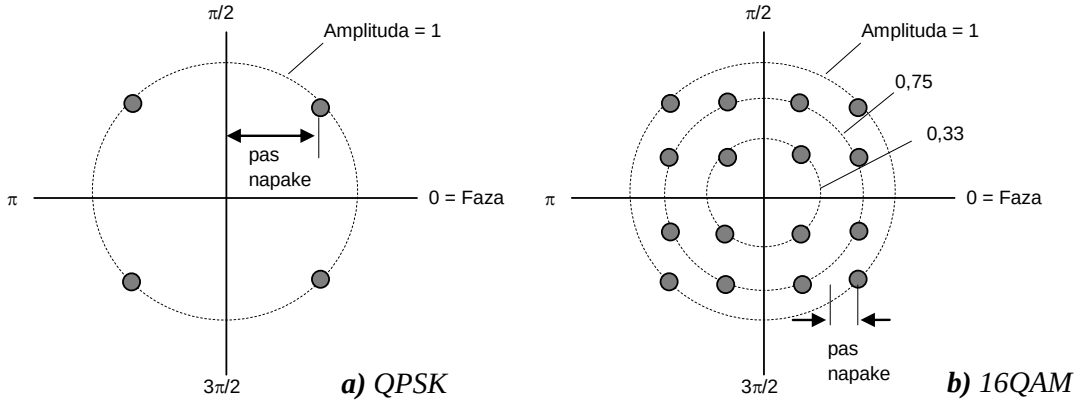
Digitalni satelitski sistemi ali prizemni sistemi uporabljajo tehniko sodostopa TDMA (ang. Time Division Multiple Access) in modulacijo QPSK. To pomeni, da se zaradi tehnike TDMA na istem frekvenčnem nosilnem signalu prenašajo uporabniške informacije v različnih časovnih trenutkih, zaradi modulacije QPSK pa dva informacijska bita sestavljata en simbol in fazno modulirata en nosilni signal. Mogoča so

štiri različna stanja. Pravilnost modulacije QPSK merimo s t. i. *konstelacijskim diagramom*. **Tabela II.1** povzema pomembne lastnosti nekaterih modulacij [6].

| Modulacija | Bitov/simbol | Simbolna hitrost | Pas napake | Kompleksnost |
|---|---|---|---|---|
| BPSK | 1 | 1 x bitna hitrost | 1 | Srednja |
| QPSK | 2 | 1/2 bitne hitrosti | 0,71 (= 1/√2) | Srednja |
| 16QAM | 4 | 1/4 bitne hitrosti | 0,23 (= √2/6) | Visoka |
| 64QAM | 6 | 1/6 bitne hitrosti | 0,1 (= √2/14) | Visoka |

***Tabela II.1:*** *Lastnosti nekaterih vrst modulacij [6]*

Zelo pomemben parameter je t. i. *pas napake* (ang. Error Margin) [6], ki pomeni polovično razdaljo med dvema sosednjima simboloma v konstelacijskem diagramu. Širine pasu napake nekaterih modulacij so zapisane v **tabeli II.1**, za modulaciji QPSK in 16QAM pa grafično prikazane na **sliki II.2**. Modulacije višje stopnje, ki imajo ozek pas napake, so tako veliko bolj občutljive za šum kot modulacije nižje stopnje. V primeru na **sliki II.2** je pas napake zapisan v enotah, kjer ima največja amplituda vrednost 1.




***Slika II.2:*** *Pas napake za modulaciji* ***a)*** *QPSK in* ***b)*** *16QAM [6]. Pas napake pomeni, koliko šuma sprejemnik še tolerira, da pravilno sprejeme pravi simbol.*

Izbira modulacije je kompromis med ciljno podatkovno hitrostjo, pasovno širino, ki je na voljo za prenos, odpornostjo proti šumu in kompleksnostjo ustreznega sprejemnika ali oddajnika. Za pravo izbiro modulacije moramo poznati povezavo med izmerjeno napako (npr. število napačnih bitov ali simbolov) in izmerjenim šumom (npr. poznamo moč signala in moč šuma in iz tega izhajajoče razmerje *signal/šum*). Za zahtevano razmerje *signal/šum* izberemo tako modulacijo, da zagotovimo komunikacijo s sprejemljivim številom napak (sprejemljiv BER). Če je standardna deviacija manjša od 1/3 pasu napake, imamo BER manjši od $10^{-5}$ (velja za Gaussovo porazdelitev). Za amplitudo signala vzamemo povprečno vrednost vseh točk konstelacijskega diagrama. Samo razmerje *signal/šum* pa ni povsem dovolj za korektnost ocene, saj

prenašajo modulacije z večjim številom bitov na simbol tudi več informacije. Če razmerje *signal/šum* delimo s številom bitov na simbol, dobimo merilo za to, kolikšen del signala odpade na bit informacije glede na šum v kanalu, kar je bolj primerna oblika za primerjanje modulacij – povezava med razmerjem $S/N$ in $E_b/N_0$ je zapisana z enačbama (III.28) in (III.33).

| Modulacija | Amplituda šuma | Amplituda signala | S/N [dB] | $E_b/N_0$ [dB] |
|---|---|---|---|---|
| BPSK | 0,333 | 1,00 | 9,5 | 9,5 |
| QPSK | 0,237 | 1,00 | 12,5 | 9,5 |
| 16QAM | 0,077 | 0,74 | 19,7 | 13,7 |
| 64QAM | 0,033 | 0,65 | 25,8 | 18,1 |

***Tabela II.2:*** *Odpornost modulacij proti šumu [6] pri BER = $10^{-5}$*

Kot vidimo iz **tabele II.2,** je QPSK odličen kompromis med kompleksnostjo, količino prenesenih podatkov in občutljivostjo za šum. Večje hitrosti prenašanja podatkov zahtevajo večje razmerje *signal/šum*, večje hitrosti pa pomenijo manjši doseg ob enaki pasovni širini in moči. V **tabeli II.2** je amplituda šuma 1/3 pasu napake, amplituda signala pa je povprečna vrednost amplitud vseh točk v konstelaciji, normaliziranih na vršno amplitudo (ki je enaka 1). Shannonova enačba prikazuje končno kapaciteto komunikacijskega kanala $C_k$, ki je odvisna od pasovne širine $B$, jakosti signala $S$ in jakosti šuma $N$:

$$C_k\left[\frac{bit}{s}\right] \leq B \cdot \log_2\left(1+\frac{S}{N}\right). \qquad \text{(II.1)}$$

Pri odločitvi za vrsto digitalne modulacije smo vedno v precepu med učinkovitostjo (v *b/s/Hz*) in kakovostjo prenesene informacije. Z digitalnimi modulacijami prihajajo do izraza prednosti mikroprocesorjev. Veliko pomanjkljivosti komunikacijske povezave lahko enostavno popravimo s programsko opremo. Informacijo lahko kriptiramo, uporabimo določeno metodo za popravo napak, digitalni signalni procesorji pa omogočijo uporabo ožjega frekvenčnega pasu za določeno storitev. Velja tudi, da sta frekvenčna in fazna modulacija manj občutljivi za šum od amplitudne.

### II.1.1 QPSK

QPSK je digitalna fazna modulacija, ki uporablja za zapis digitalnega signala štiri različne fazne premike nosilnega signala. Ti premiki so tipično +/- 45 in +/- 135 stopinj. Faze so na primer razdeljene, kot prikazuje **tabela II.3**. Ker ima QPSK štiri možna stanja, lahko zapiše en simbol z dvema bitoma

informacije. V primerjavi s PSK višjega reda (npr. 8PSK) je QPSK manj občutljiva za motnje, seveda pa omogoča manjšo hitrost prenosa podatkov.

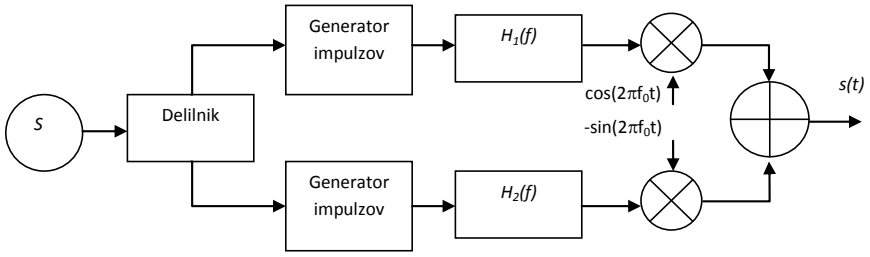
| Faza | Simbol |
|---|---|
| 45 stopinj | 00 |
| 135 stopinj | 01 |
| 225 stopinj | 11 |
| 315 stopinj | 10 |

***Tabela II.3:*** *Razporeditev faz pri QPSK*

To vrsto modulacije uporabljajo satelitski radiodifuzni sistemi BSS in zemeljski večtočkovni distribucijski sistemi MMDS.

### II.1.2 QAM

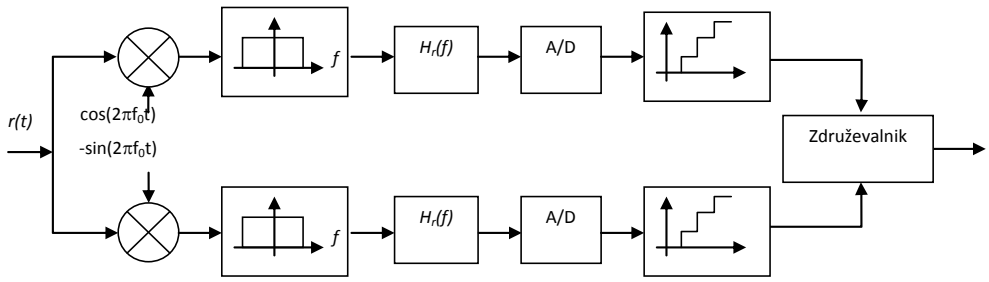
QAM je kombinacija amplitudne in fazne modulacije, kjer se digitalni signali zapišejo tako v amplitudo kot v fazo nosilnega signala. Pri tej modulaciji dva amplitudno modulirana signala združimo v en prenosni kanal, s čimer podvojimo pasovno širino.




***Slika II.4:*** *Oddajnik QAM [65]*

Na **sliki II.4** je prikazan oddajnik QAM. $f_0$ je nosilna frekvenca in $H_t$ je frekvenčni odziv filtra oddajnika. Najprej se prenašani bitni tok razdeli v dva enakovredna dela za prenos, ki se ju ločeno kodira. En kanal (v fazi) se pomnoži s kosinusom in drugi kanal (kvadraturni) se pomnoži s sinusom. Tako med njima dobimo fazno razliko 90 stopinj. Signala se še seštejeta in pošljeta po prenosnem kanalu.

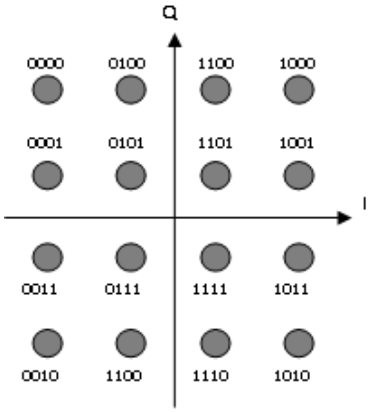
V sprejemniku se izvede obratni proces kot na oddajniku. Njegova struktura je prikazana na **sliki II.5**. Fazno in kvadraturno komponento signala dobimo, če sprejeti signal pomnožimo s kosinusnim in sinusnim signalom in ga pošljemo skozi nizkopasovni filter. $H_r$ je frekvenčni odziv tega filtra.




***Slika II.5:*** *Sprejemnik QAM [65]*

Tako kot pri večini digitalnih modulacijskih tehnik je za predstavo QAM zelo uporaben *konstelacijski diagram*. Pri QAM so točke konstelacijskega diagrama navadno razporejene v kvadratni mreži z enakomerno vertikalno in horizontalno razdaljo med njimi. Najpogostejše oblike so 16QAM, 64QAM, 128QAM, 256QAM, 1028QAM. Ker so pri digitalnih komunikacijah podatki v binarni obliki, je število točk v mreži konstelacijskega diagrama potenca števila 2 (torej 2, 4, 8 …).

Višjega reda kot je konstelacijski diagram, več bitov na simbol lahko prenašamo. Če predpostavimo, da mora ostati povprečna energija konstelacijskega diagrama enaka, morajo biti točke v mreži blizu skupaj, kar pa pomeni, da so bolj občutljive za šum in ostala popačenja (**slika II.2** in **tabela II.2**). To pomeni, da QAM višjega reda prenese več podatkov manj zanesljivo kot QAM nižjega reda.




***Slika II.6:*** *Konstelacijski diagram 16QAM*

Po razporeditvi simbolov poznamo več vrst QAM: pravokotne in nepravokotne. Pravokotne konstelacije QAM na splošno niso najbolj optimalne, ker pri dani energiji nimajo optimalno razporejenih konstelacijskih točk. Imajo pa veliko prednost, ker se lahko prenašajo kot dva impulzno amplitudno modulirana signala na kvadraturnih nosilnih signalih. Prav tako se ju enostavno demodulira. Nepravokotne modulacije dosežejo boljši BER, vendar jih je teže modulirati in demodulirati. Konstelacijski diagram pogosto uporabljene 16QAM je prikazan na **sliki II.6**. Sistem DVB-T in modernejši sistemi MMDS uporabljajo poleg modulacije QPSK tudi modulaciji 16QAM in 64QAM.

### II.1.3 ADAPTIVNA MODULACIJA

Adaptivna modulacija [5, 6] se največkrat uporablja v mobilnih omrežjih (npr. UMTS/HSPA), prav tako pa tudi pri prizemni digitalni radiodifuziji DVB-T. Stopnja modulacije se prilagaja tudi v nekaterih modernih večtočkovnih distribucijskih sistemih MMDS, medtem ko uporabljajo sistemi za satelitsko radiodifuzijo DVB-S stalno modulacijo QPSK. Adaptivna modulacija pomeni prilagajanje vrste modulacije, pa tudi kodiranja in ostalih parametrov signala na razmere v radijskem kanalu (slabljenje na poti, interference, občutljivost sprejemnika, oddajna moč in drugo). Sistemi z adaptivno modulacijo zahtevajo na strani oddajnika podatke o prenosnem kanalu. Pri sistemih s časovnim dupleksom lahko predpostavimo, da je kanal med oddajnikom in sprejemnikom približno enak kanalu med sprejemnikom in oddajnikom. Podatke o kanalu lahko merimo neposredno na sprejemniku in jih posredujemo oddajniku.

Sistemi z adaptivno modulacijo lahko s poznavanjem razmer v kanalu izboljšajo prenosno hitrost in bitno napako. V tem primeru sistem izbira med naslednjima parametroma:

a. *Izbira modulacije.* Za vrsto modulacije lahko sistem izbere npr. QPSK za kanal z veliko šuma ali QAM višje stopnje za bolj čiste kanale. Prva je bolj občutljiva in dopušča višji nivo motenj, vendar ima nižjo bitno hitrost. Druga ima dvakrat višjo bitno hitrost, vendar je bolj občutljiva za napake – potrebno je močnejše kodiranje, kar pa spet pomeni več redundantnih bitov in tako nižjo prenosno hitrost.

b. *Izbira kodiranja.* Ko so radijski pogoji dobri, se odvzame več redundančnih bitov in uporabniška hitrost se poveča. V zelo slabih pogojih se število redundantnih bitov poveča, kar upočasni uporabniško bitno hitrost.

## II.2 MULTIPLEKSIRANJE

### II.2.1 TDM

TDM (ang. Time Division Multiplex) [55] pomeni časovno razporejanje. To je način, pri katerem se dva ali več signalov ali nizov bitov prenaša po istem komunikacijskem kanalu, vendar si časovno ta kanal delijo. Čas v fizičnem kanalu je razdeljen na časovna okna znane dolžine – eno okno, en podkanal. V vsakem časovnem oknu se prenašajo podatki. Običajni okvir TDM je sestavljen iz določenega števila oken, periode za popravljanje napak in periode za sinhronizacijo. Za prvim okvirjem sledi drugi, tretji itd. Okvirji se nadalje sestavljajo v nadokvirje. TDM se lahko razširi v TDMA, kjer si več postaj deli isti fizični medij – frekvenčni kanal. Tipičen primer take uporabe je sistem GSM. V osnovni obliki je način TDM primeren za vodovni (tokokrogovni) način komunikacije s stalnim številom kanalov in konstantno pasovno širino kanala. Pri dinamičnem načinu TDMA razvrščevalni algoritem dinamično rezervira

spremenljivo število časovnih oken v vsakem okviru za spremenljive dolžine podatkovnih nizov. Vse pa je odvisno od prometnih zahtev vsakega podatkovnega niza. Tipičen primer uporabe dinamičnega načina TDMA je v omrežjih HIPERLAN/2, dinamičnem STM in WiMAX (IEEE 802.16a).

### II.2.2 FDM

Kratica FDM (ang. Frequency Division Multiplex) [55] pomeni frekvenčno razporejanje. Je oblika multipleksiranja signalov, ki dodeljuje neprekrite frekvenčne kanale različnim uporabnikom. Način FDM se uporablja tudi za združevanje signalov pred končno modulacijo v nosilni signal. V tem primeru je nosilni signal sestavljen iz podnosilnih signalov. Primer je lahko prenos televizijskega signala, kjer je televizijski kanal razdeljen v frekvenčne podnosilne signale za video, avdio in barvo. Sistemi DSL (ang. Digital Subscriber Line) uporabljajo različne frekvence za govor, za prenos podatkov do uporabnika in za prenos podatkov od uporabnika na istem prenosnem mediju (parici). Tudi FDM se lahko razširi v FDMA (ang. Frequency Division Multiple Access). V tem primeru se frekvenčno multipleksiranje uporabi tako, da omogoča več uporabnikom razdelitev istega fizičnega komunikacijskega kanala. FDMA je običajen način za ločevanje radijskih signalov različnih oddajnikov.

Posebna oblika FDM je OFDM (ang. Orthogonal Frequency Division Multiplexing), ki je že standardna oblika multipleksiranja v novejših telekomunikacijskih sistemih. Ključna lastnost OFDM [8, 63] je vzporedno prenašanje večjega števila nizov z nizko hitrostjo namesto enega samega niza z visoko hitrostjo. To se dogaja na enem komunikacijskem kanalu z uporabo ločenih podnosilnih signalov (frekvenc) za vsak radijski kanal. OFDM zmanjša vpliv zaradi večsteznega razširjanja, kar je še posebej pomembno za nižje frekvence in prenos skoraj v vidnem polju (ang. Non Line of Sight, NLoS). Večstezno razširjanje ni tako problematično za sisteme na višjih frekvencah, ker uporabljajo pretežno zelo usmerjene antene z visokim dobitkom, prenos pa je v vidnem polju (ang. Line of Sight, LoS). OFDM uporablja veliko število prostorsko ločenih ortogonalnih podnosilnih signalov. Vsak je moduliran s klasično modulacijo (npr. QAM) z nizko simbolno hitrostjo, podatkovne hitrosti pa so primerljive s klasičnimi enonosilniškimi modulacijskimi shemami v enaki pasovni širini. Signali OFDM se generirajo s hitrim Fourierovim algoritmom (ang. Fast Fourier Transformation, FFT). Pri OFDM so frekvence podnosilnih signalov izbrane tako, da so ortogonalni med seboj. To pomeni, da je izločen presluh med njimi, varovalni pasovi med nosilnimi signali pa niso potrebni. To močno poenostavi zgradbo tako oddajnika kot tudi sprejemnika. Ortogonalnost omogoča tudi večjo spektralno učinkovitost, ki je blizu Nyquistovi meji. Izrabimo lahko skoraj celoten frekvenčni pas, ki je na voljo. Na splošno ima OFDM skoraj 'bel' spekter, kar pomeni neškodljive motnje za ostale uporabnike v kanalu. Čeprav so prednosti OFDM znane že iz šestdesetih let prejšnjega stoletja, je ta vrsta multipleksiranja postala popularna šele z razmahom poceni komponent za digitalno obdelavo signalov, ki učinkovito izračunavajo FFT, in tako omogočila razvoj

širokopasovnih komunikacij. OFDM se vedno uporablja skupaj s kanalskim kodiranjem (FEC) in skoraj vedno uporablja frekvenčno in/ali časovno prepletanje. Frekvenčno prepletanje poveča odpornost proti frekvenčnim selektivnim pogojem v kanalu, kot je presih, s časovnim prepletanjem pa se biti, ki so v nizu bitov blizu skupaj, prenašajo časovno daleč narazen. Tako ublažijo presih, ki bi se zgodil pri velikih hitrostih. Običajen način popravljanja napak v sistemih OFDM je konvolucijsko kodiranje, ki je navadno povezano z Reed-Solomonovim kodiranjem.

*Dobre lastnosti* OFDM so, da je neobčutljiv za ozkopasovne sokanalne motnje, zlahka se prilagaja slabim pogojem v kanalu brez kompleksne izravnave, je neobčutljiv za intersimbolne motnje in presih, je odporen proti napakam zaradi časovne sinhronizacije, ne zahteva umerjanja filtrov podkanalnega sprejemnika (kot pri klasični FDM), je spektralno zelo učinkovit in drugo. *Slabe lastnosti* OFDM so, da je občutljiv za Dopplerjev premik, občutljiv za težave s frekvenčno sinhronizacijo, ima visoko razmerje med vršno in povprečno močjo, kar zahteva dražje oddajnike in posledično neučinkovit izkoristek moči.

Sprejemne enote imajo lahko pri brezžičnih oddajnih sistemih, ki temeljijo na OFDM, kar nekaj koristi, ker sprejemajo hkrati signale iz več prostorsko razpršenih oddajnikov. Ti motijo drug drugega le na omejenem številu podnosilnih signalov, večinoma pa se poveča pokrivanje. To je koristno pri enofrekvenčnih omrežjih, kjer več oddajnikov hkrati oddaja na isti frekvenci – primer oddajniške makro raznolikosti. OFDM lahko kombiniramo tudi z ostalimi načini prostorske raznolikosti, kot so antenske skupine in kanali MIMO (primer pri standardu IEEE 802.11n). Signal OFDM ima visoko razmerje med vršno in povprečno močjo, ker se neodvisne faze podnosilnih signalov konstruktivno združujejo. Delo s takšnimi visokimi razmerji zahteva digitalno/analogni pretvornik visoke resolucije na oddajni strani, analogno/digitalni pretvornik visoke resolucije na sprejemni strani in linearno signalno verigo. Vsaka nelinearnost v signalni verigi povzroči intermodulacijsko popačenje, ki dvigne šumni prag, lahko povzroči intersimbolno motnjo in generira neželeno sevanje zunaj pasu. Linearnost predstavlja velik izziv še posebno za oddajnik – ojačevalnik. Čeprav je spektralna učinkovitost OFDM zanimiva tako za prizemne kot vesoljske komunikacije, so uporabo OFDM v prizemnih komunikacijah do pred kratkim omejevale zahteve po visokem razmerju med vršno in povprečno močjo.

OFDM je omenjen v tem delu, ker je v zadnjem času razširjen v večini modernih digitalnih širokopasovnih komunikacijskih sistemov [15, 26, 27], kot npr. ADSL (ang. Asymmetric Digital Subscriber Line), VDSL (ang. Very-high bit rate Digital Subscriber Line), Wi-Fi (ang. Wireless Fidelity) (IEEE 802.11a/g), WLAN (ang. Wireless LAN), DAB (ang. Digital Audio Broadcasting), DRM (ang. Digital Radio Mondiale), DVB-T (ang. Digital Video Broadcasting – Terrestrial), WiMAX (ang. Worldwide Interoperability for Microwave Access), MBWA (ang. Microwave Broadband Wireless Access) (IEEE 802.20), PLC (ang. Power Line Communication), LTE (ang. Long Term Evolution), v komunikacijah preko optičnega vlakna in prenosu radijskih signalov preko optičnih sistemov.

Nadgradnja OFDM je t. i. COFDM (ang. Coded OFDM). COFDM [63] je digitalna večnosilniška modulacija, ki uporablja večje število ortogonalnih podnosilnih signalov. Slednji so zelo blizu skupaj. Vsak podnosilni signal je moduliran z običajno modulacijo (npr. QAM) z nizko simbolno hitrostjo, ki omogoča podobne hitrosti prenosa podatkov kot običajne enonosilniške modulacije na enaki pasovni širini. Možnost oddajanja v načinu COFDM ima tudi modernejši sistem MMDS.

## II.3 METODE SODOSTOPA DO KANALA

Pri obdelavi in prenosu digitalnih signalov igrata določeno vlogo tudi uporabljena tehnika sodostopa [6]. Pomembnejše tehnike sodostopa so TDMA (ang. Time Division Multiple Access), FDMA (ang. Frequency Division Multiple Access), OFDMA (ang. Orthogonal FDMA) in CDMA (ang. Code Division Multiple Access). Teoretično imajo omenjene povsem enako spektralno učinkovitost – vsaka ima svoje slabosti, kot je učasovanje pri TDMA, generiranje frekvenc oziroma filtriranje pri FDMA in nadzor nad močjo pri CDMA. S primerno tehniko sodostopa, dva ali več signalov (uporabnikov) hkrati uporablja ali isto časovno okno (FDMA) ali isto frekvenčno okno (TDMA) ali oboje hkrati, razlikujejo pa se v kodi (CDMA).

### II.3.1 TDMA

TDMA je tehnika dostopanja do kanala, kjer si različni uporabniki delijo isti frekvenčni kanal v različnih časovnih oknih. Tako lahko več radijskih postaj uporablja isti prenosni medij, v tem primeru isti frekvenčni pas. Tehnika TDMA se pretežno uporablja v mobilnih sistemih druge generacije (GSM, IS-136, PDC …), brezvrvičnih stacionarnih telefonih (DECT), satelitskih sistemih in drugje. Pomembne lastnosti tehnike TDMA so: več uporabnikov si deli isti frekvenčni kanal, oddaja se v rafalih (ne zvezno), v dinamičnem TDMA se časovna okna dodeljujejo na zahtevo, ni znotrajceličnih motenj, zato ni potreben natančen nadzor nad močjo (kot pri CDMA), pri višjih hitrostih je potrebna izravnava (zaradi medsimbolnih motenj) in drugo.

*Slabost* sistemov, ki uporabljajo tehniko TDMA, je ta, da povzročajo motnje na tisti frekvenci, ki je enaka dolžini časovnega okna. To je značilen zvok, ki ga lahko slišimo v zvočnikih, če je v bližini sistem, ki uporablja to tehniko. Druga slabost je t. i. mrtvi čas med posameznimi časovnimi okni (varovalna perioda), ki omejuje pasovno širino kanala TDMA. Ta čas je potreben, ker je težko zagotoviti, da bi različni terminali oddajali v točno določenem trenutku. Mobilni terminali morajo neprestano uravnavati čas oddajanja, da jih sprejemnik bazne postaje sprejme v točno določenem času. Čas potovanja signala je seveda odvisen od razdalje med mobilnim terminalom in bazno postajo, s tem pa je omejena tudi velikost celice omrežja TDMA. Sistemi, ki uporabljajo TDMA, morajo dobro sinhronizirati vse uporabnike, da ti

oddajajo v točno določenih časovnih oknih in ne povzročajo motenj. Zaradi varovalne periode je učinkovitost TDMA malo manjša. Poseben primer sistema TDMA je *dinamičen TDMA*. Pri tej tehniki imamo algoritem, ki v vsakem okvirju dinamično rezervira spremenljivo število časovnih oken. Ta so namenjena spremenljivim podatkovnim bitnim hitrostim, in sicer glede na prometne zahteve vsakega podatkovnega niza. Dinamičen TDMA se uporablja v sistemih WiMax (IEEE 802.16a), Bluetooth, TD-SCDMA in drugih.

### II.3.2 FDMA

FDMA je tehnika dostopanja do kanala, kjer je vsakemu uporabniku ves čas trajanja komunikacije dodeljen lasten frekvenčni pas oziroma kanal. Ta tehnika se lahko uporablja tako v analognih kot digitalnih sistemih. FDMA zahteva visokokakovostne frekvenčne filtre, kar v sistemih, ki uporabljajo tehniko TDMA ali CDMA ni potrebno. *Prednost* te tehnike je, da ne potrebuje tako natančnega učasovanja (kar je npr. težava pri TDMA), saj je vnaprej določen frekvenčni kanal na voljo ves čas komunikacije. FDMA tudi ni občutljiva za problem blizu–daleč[1] (kar je težava pri CDMA). Ena od *slabosti* te tehnike je presluh, ki povzroča motnje v drugem frekvenčnem kanalu. Sistemi, ki uporabljajo FDMA, morajo imeti med sosednjimi kanali varovalni pas. Ta je potreben zaradi Dopplerjevih premikov signala, ko se uporabnik premika. Varovalni pasovi zmanjšajo verjetnost motenj v sosednjih kanalih, vendar zmanjšajo učinkovitost izrabe spektra.

Pri OFDMA dosežemo frekvenčni sodostop z dodelitvijo različnih podkanalov OFDM različnim uporabnikom. OFDMA podpira ločevanje kakovosti storitev (QoS) z dodeljevanjem različnega števila podkanalov posameznim uporabnikom, podobno kot pri CDMA. Tako se izognemo kompleksnemu razvrščanju paketov ali posebnim shemam za nadzor dostopanja do medija. Ortogonalno frekvenčno porazdeljeno združevanje OFDM ali sodostop OFDMA je torej najsodobnejši način združevanja signalov ali sodostopa. OFDMA se uporablja na primer pri povezavi navzgor pri sistemu WiMAX (IEEE 802.16).

### II.3.3 CDMA

Pri tem načinu sodostopanja do kanala si lahko več uporabnikov sočasno deli isti frekvenčni pas. CDMA uporablja tehniko razširjenega spektra in posebne kodne sheme, kjer je za komunikacijo posameznega oddajnika dodeljena posebna koda. V sistemu CDMA ima moduliran signal, ki nosi ustrezno kodo, precej večjo pasovno širino kot osnovni signal uporabnika. CDMA se uporablja v mnogih mobilnih sistemih (IS-95 ali cdmaOne, IS-2000 ali CDMA2000), satelitskih telefonskih omrežjih (npr. Globalstar), to tehniko pa

[1] Problem blizu–daleč (ang. Near-far problem) pomeni razmere, ko nek močan signal povsem zasenčni šibek signal in onemogoči sprejemniku, da bi ga sprejel.

uporablja tudi GPS. Tehnika razširjenega spektra pomeni enakomerno raztegnitev podatkov iz osnovnega pasu v širši pas pri enaki oddajni moči. Vsak uporabnik v sistemu CDMA uporablja svojo kodo za modulacijo signala. Prava izbira in razdelitev kod med uporabnike je najtežja naloga sistema. Najboljše razmere za uporabnike dosežemo, če je med njimi dovolj velika razlika v kodah. V asinhronih sistemih CDMA zgornja meja uporabnikov ni točno določena. Praktična omejitev je le želena verjetnost bitne napake, ker se razmerje signal/motnja spreminja obratno sorazmerno s številom uporabnikov. Tako je asinhrona CDMA uporabna v omrežjih z velikim številom uporabnikov, od katerih vsak generira malo prometa v naključnih intervalih. CDMA je izjemno odporna proti namensko generiranim motnjam (ang. jamming) in je bila že davno uporabljena v vojaške namene. Dobra lastnost CDMA je ta, da ni potrebno frekvenčno planiranje, ker je ločevanje uporabnikov doseženo s psevdonaključnimi kodami. Slednje morajo biti skrbno načrtovane, da signali sosednjih oddajnikov ne korelirajo med seboj.

## II.4 SISTEMI ZA ODPRAVO NAPAK – KODIRANJE

Poznamo več načinov [2, 47, 55] za zaščito signala oziroma odpravo napak. Izvorno kodiranje pomeni, da signal že pri samem viru zgostimo, da ga lahko pošljemo bolj učinkovito. Naslednja oblika zaščite signala je kanalsko kodiranje. Pri tem se dodajo bitom, ki nosijo informacijo, še dodatni biti, ki naredijo signal manj občutljiv za motnje v prenosnem kanalu. Za različne aplikacije so optimalne različne vrste kod. Komunikacije v vesolju so na primer omejene s termičnim šumom sprejemnika, ki je bolj zvezne kot rafalne narave. Brezžična celična omrežja (še posebno pri višjih frekvencah) so pod stalnim vplivom presihov. Po teoriji ločimo dve večji vrsti kod: linearne blok kode in konvolucijske kode. Ta teorija opisuje, da se kode razlikujejo predvsem v treh lastnostih: dolžini kodne besede, skupnem številu uporabnih kodnih besed in minimalni razdalji med dvema uporabnima kodnima besedama. *Linearne kode* imajo lastnost linearnosti, kar pomeni, da je vsota katerih koli dveh kodnih besed prav tako kodna beseda. Ker se uporabljajo na blokih bitov, jih imenujemo linearne blok kode. Med bolj znane linerane blok kode spadajo celične kode (npr. Hammingove kode), paritetne kode, polinomske kode, Reed-Solomonove kode, algebraične geometrične kode, Reed-Mullerjeve kode in druge. *Konvolucijske kode* se uporabljajo v modemskih komunikacijah (v govornem pasu), brezžičnih in satelitskih komunikacijah. Konvolucijske kode v primerjavi s primerljivimi blok kodami niso nič bolj odporne proti šumom, so pa pri enaki moči preprostejše za uporabo. Kodirnik je enostavno vezje s spominskim elementom in povratno logiko. Za dekodiranje konvolucijskih kod je optimalen Viterbijev algoritem. Viterbijev algoritem je dinamičen programabilen algoritem, namenjen iskanju najbolj verjetnega zaporedja skritih stanj (t. i. Viterbijeva pot). Je toliko poenostavljen, da zmanjša računski napor na minimum. Dobro se obnese predvsem v nizkošumnih okoljih. Sodobni sistemi za sprejem in oddajo digitalnih signalov (npr. satelitski radiodifuzni sistemi BSS), prav tako pa tudi merilni instrumenti, uporabljajo podsisteme za popravljanje napak, ki se

vnesejo na prenosni poti. Med te sisteme spadata notranje in zunanje kodiranje. S stališča zaščite se stopnja notranjega kodiranja izbere glede na storitev, ki jo želimo prenašati, ali glede na izbrano podatkovno hitrost, medtem ko je zunanje kodiranje nespremenljivo. Gledano s strani sprejemnika se prvo dekodiranje izvede takoj na vhodu v sprejemnik, nato pa se signal popravi še z Reed-Solomonovim dekodiranjem tako, da dobimo signal skoraj brez napak (ang. Quasi Error Free, QEF).

Standardne blok kode in konvolucijske kode se velikokrat združujejo v povezane kodne sheme. Pri teh opravi večino dela kratka Viterbijeva konvolucijska koda (omejene dolžine), blok koda (po navadi Reed-Solomonova) z večjim številom simbolov in dolžino bloka pa popravi napake, ki jih naredi konvolucijski dekoder. Zelo učinkovite linearne blok kode so t. i. LDPC (ang. Low-density parity-check) kode. Te lahko delajo zelo blizu teoretičnega maksimuma oziroma kapacitete kanala s ponavljajočim se dekodiranjem z mehkim odločanjem. Prvič so bile predstavljene že leta 1960, vendar so zaradi računskega napora počasi zamrle in so jih nadomestile Reed-Solomonove kode. V zadnjem času jih spet uporabljajo, in sicer tako rekoč vsi komunikacijski sistemi visokih hitrosti, kot denimo DVB-S2, WiMAX (IEEE 802.16e), 10GB Ethernet in drugi.

### II.4.1 NOTRANJE KODIRANJE

Vnaprejšnje popravljanje napak (ang. Forward Error Correction, FEC) je način za popravljanje napak pri prenašanju podatkov, kjer pošiljatelj k svojemu osnovnemu sporočilu doda nekaj redundantne informacije, imenovane tudi koda za popravo napak. To omogoča sprejemniku, da zazna in popravi napake, ne da bi od pošiljatelja zahteval, naj ponovi oddajo ali doda informacije. Prednosti vnaprejšnjega popravljanja napak so, da povratni kanal ni potreben, velikokrat pa se izognemo ponovitvam prenosa podatkov. Kodirnik FEC je po navadi blizu sprejemniku analognega signala – v prvi stopnji digitalne obdelave po sprejemu signala. Vezja FEC so navadno sestavni del analogno/digitalne pretvorbe, kar vključuje digitalno modulacijo in demodulacijo ali linijsko kodiranje in dekodiranje. Veliko kodirnikov FEC lahko generira signal, ki je uporaben za povratno informacijo za fino nastavljanje analogne elektronike sprejemnika. Algoritmi za t. i. mehko odločanje, kot je npr. Viterbijev dekoder, lahko sprejmejo kvazi analogne podatke na vhodu in generirajo digitalne podatke na izhodu. Največji del napak, ki se še lahko popravijo, je odvisen od tipa kode (za različne pogoje imamo različne kode). FEC dosežemo z dodajanjem redundance prenašani informaciji z vnaprej znanim algoritmom. Vsak redundanten bit je vedno kompleksna funkcija več originalnih informacijskih bitov. Kode, ki obdržijo nespremenjeno vrednost z vhoda na izhod, imenujemo sistematične, medtem ko tiste, ki ne, imenujemo nesistematične.

Lahko rečemo, da deluje FEC s povprečenjem šuma, ker vsak bit informacije vpliva na več prenašanih simbolov. Degradacija nekaterih simbolov zaradi šuma navadno omogoča, da se originalna uporabniška informacija izloči iz ostalih nepopačenih sprejetih simbolov, ki so prav tako odvisni od istih uporabniških

podatkov. Zaradi zgoraj opisanega pojava delujejo digitalni komunikacijskih sistemi, ki uporabljajo FEC, dobro do določenega minimalnega razmerja signal/šum, pod njim pa sploh ne več. Ta lastnost 'vse ali nič' postane bolj izrazita, ko so v uporabi močnejše kode, ki se približajo teoretični Shannonovi meji. Čeprav ima ta metoda omejitve, je najbolj uporabna pri ozkopasovnem prenosu podatkov. Večina telekomunikacijskih sistemov, ki uporabljajo fiksne kanalske kode, je narejenih tako, da še tolerirajo pričakovano najslabši primer bitne napake, pri nadaljnjem poslabšanju bitne napake pa povsem nehajo delovati. Nekateri sistemi se prilagajajo na razmere v prenosnem kanalu – sistemi s hibridno zahtevo po samodejnem ponavljanju uporabljajo fiksno metodo FEC, dokler lahko FEC opravi z napakami, ko pa je napak preveč, preklopi na ARQ. Imamo več stopenj kodiranja FEC. To pomeni, da se doda več bitov za korekcijo napak na paket, ko je v kanalu prisotnih več napak, ko pa je napak manj, se korekcijski biti odvzamejo.

### II.4.2 ZUNANJE KODIRANJE

*Reed-Solomonove kode* (v nadaljevanju RS-kode) za popravljanje napak delujejo po načelu nadvzorčenja[2] polinoma, ki predstavlja signal. Polinom se vrednoti na več točkah, te vrednosti pa se pošljejo in zapišejo. Nadvzorčenje polinoma naredi polinom 'preveč' opisan. Dokler sprejema sprejemnik večino točk pravilno, lahko rekonstruira originalen polinom celo, če so nekatere točke napačne. Te kode se uporabljajo v sistemih, kot so DVB, WiMAX, DSL in drugi. RS-kode so blok kode. To pomeni, da se fiksen blok vhodnih podatkov pretvori v fiksen blok izhodnih podatkov. Pri najpogosteje uporabljeni RS-kodi (255, 223) se 223 vhodnih simbolov zakodira v 255 izhodnih simbolov. Večina RS-kod je sistematičnih. To pomeni, da del izhodne kodne besede vsebuje vhodne podatke v originalni obliki. Velikost simbola RS-kodiranja je 8 bitov, kar pomeni, da je najdaljša kodna beseda sestavljena iz 255 simbolov. Standardna RS-koda (255, 223) lahko popravi do 16 Reed-Solomonovih simbolnih napak v vsaki kodni besedi. RS-koda je, tako kot konvolucijska koda, transparentna koda. To pomeni, da bodo dekoderji uspešno delovali tudi, če se kanalski simboli premaknejo (invertirajo) nekje vzdolž prenosne poti. Rezultat bo komplement originalnih podatkov. RS-kode izgubijo transparentnost, če se koda skrajša. Manjkajoče bite v skrajšani kodi morajo nadomestiti ali ničle ali enice, odvisno od tega, ali so podatki komplementarni ali ne. Torej, če so simboli obrnjeni, potem se mora polnjenje z ničlami spremeniti v polnjenje z enicami. Zaradi tega je pomembno, da je vrsta podatka (pravi ali komplementaren) znana pred RS-kodiranjem. Sposobnost popravljanja napak RS-kode je določena z izrazom $n$-$k$, ki označuje redundanco v bloku. Če lokacije okvarjenih simbolov niso znane vnaprej, potem lahko Reed-Solomonova koda popravi do $(n-k)/2$ okvarjenih simbolov – polovično število napak, kot je bloku dodanih redundančnih simbolov. Včasih so

[2] Nadvzorčenje (ang. Oversampling) je proces vzorčenja, kjer je uporabljena precej višja frekvenca vzorčenja od dvakratnika najvišje frekvence signala, ki ga vzorčimo.

lokacije napak znane vnaprej (npr. stranska informacija v demodulatorjevem razmerju signal/šum) – t. i. izbrisi. Reed-Solomonova koda je sposobna popraviti dvakrat toliko izbrisov kot napak in vsako kombinacijo napak in izbrisov lahko popravimo, dokler je izpolnjena enačba

$$2e + s \leq n - k, \qquad \text{(II.2)}$$

kjer je *e* število napak, *s* število izbrisov v bloku, *k* je število bitov uporabne informacije in *n* število vseh bitov.

Reed-Solomonove kode so še posebno dobro prilagojene za komunikacije, kjer se simboli pojavljajo v rafalih. To pa zato, ker za kodo ni pomembno, koliko bitov v simbolu je napačnih – če je več bitov v simbolu okvarjenih, vsi skupaj štejejo za eno napako. Velja pa tudi, če podatkovni niz ni opisan z napačnimi rafali ali drugačnimi izpadi, pač pa z naključnimi posameznimi napačnimi biti, se RS-kodiranje slabo obnese. V praksi ni zaželena uporaba blokov RS-kod 'naravne' velikosti. Tehnika, ki se imenuje 'krajšanje', lahko iz večje kode naredi manjšo kodo katere koli želene velikosti. Na primer, pogosto uporabljeno kodo (255, 223) lahko pretvorimo v kodo (160, 128) z odvzemanjem neuporabljenega dela (po navadi začetka) s 95 binarnimi ničlami, ki jih ne prenesemo. Na dekoderju se isti del bloka lokalno napolni z binarnimi ničlami. RS-kode se uporabljajo v sistemih xDSL, satelitskih komunikacijah in za komunikacije globoko v vesolju.

### II.4.3 KODNO RAZMERJE ALI STOPNJA KODIRANJA

*Kodno razmerje $R_C$ (ang. Code Rate, CR)* ali stopnja kodiranja pove, kakšen del informacije je uporaben in koliko je redundance. Kodno razmerje navadno označujemo z izrazom *k/n*, kjer kodirnik za vsakih *k-bitov* uporabne informacije generira *n-bitov* podatkov, *n-k* bitov pa je redundantnih. Kodno razmerje zapišemo z enačbo

$$R_C = \frac{k}{n}. \qquad \text{(II.3)}$$

Signal se lahko zaščiti (kodira) v več stopnjah. Kodno razmerje konvolucijskega kodiranja je tipično 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 ali 7/8, kar pomeni, da je za vsakim prvim, drugim, tretjim, itd. bitom uporabne informacije vstavljen še en redundantni bit. Na primer razmerje 7/8 pomeni 7 bitov uporabne informacije in 1 redundantni bit. Tak signal je relativno slabo zaščiten. Kodno razmerje Reed-Solomonove kode, označeno z RS(204,188), je 188/204. To pomeni, da je vsakemu bloku 188 bitov uporabne informacije dodanih 16 redundantnih bitov. Takšno Reed-Solomonovo kodiranje se uporablja tudi v satelitskih radiodifuznih sistemih BSS.

# III. PARAMETRI

Poleg osnovnih lastnosti digitalnega signala, ki ga opisujejo osnovni parametri, kot so modulacija, polarizacija in uporabljen način popravljanja napak (kodiranje), so pri obravnavi digitalnih signalov ključni naslednji parametri:

- razmerje signal/šum,
- pogostnost bitne napake,
- lastnosti antene,
- lastnosti sprejemnika,
- širina kanala,
- vpliv vremena.

## III.1 OPIS PARAMETROV

### III.1.1 RAZMERJE SIGNAL/ŠUM

Povezavo med signalom in šumom izrazimo z razmerjem med povprečno močjo signala (*C* ali *S*) in povprečno močjo šuma (*N*)

$$\frac{C}{N} = \frac{P_S}{P_N} = (\frac{V_S}{V_N})^2 , \qquad \text{(III.1)}$$

kjer izraza v števcu in imenovalcu predstavljata moč ali napetost signala (šuma). Pogosteje se izraz C/N zapiše v decibelih

$$\frac{C}{N}[dB] = 10\log(\frac{C}{N}) = 10\log(\frac{P_S}{P_N}) = 20\log(\frac{V_S}{V_N}) = P_S[dB] - P_N[dB], \qquad \text{(III.2)}$$

kjer pomeni izraz razliko (v dB) med močjo želenega signala in močjo sprejetega šuma.

Ponekod v literaturi [25] ločujejo med izrazi *C/N* (ang. Carrier-to-Noise Ratio) in *S/N* (ang. Signal-to-Noise Ratio). In sicer *C/N* se uporablja za opisovanje analognih signalov (pred digitalno obdelavo), *S/N* pa za opisovanje digitalnih signalov. Visoke vrednosti *C/N* pomenijo dober sprejem signala, za digitalni signal pomeni to npr. redke bitne napake. Razmerje lahko zapišemo tudi kot razmerje nosilni signal/motnja *C/I* ali *CIR* (ang. Carrier-to-Interference Ratio).

Pri digitalnih signalih oziroma prenosu podatkov se običajno razmerje med signalom in šumom zapiše z izrazom $E_b/N_0$, kar pomeni razmerje med energijo bita in spektralno gostoto moči šuma. Tak zapis je uporaben, ko primerjamo lastnosti (BER) različnih digitalnih modulacij ne glede na pasovno širino signala. $E_b/N_0$ je enak razmerju *S/N*, ulomljenim s spektralno učinkovitostjo zveze (v bit/s/Hz), kjer tvorijo celoten niz bitov podatkovni biti, informacija o korekciji napak in presežni biti protokola. To velja denimo, ko je v uporabi tehnika vnaprejšnjega popravljanja napak FEC. Včasih se uporablja izraz $E_S/N_0$, kjer $E_S$ pomeni energijo enega simbola. Izraz $E_S/N_0$ opisuje dejansko prenašano moč v razmerju do šuma. Spektralna gostota šuma $N_0$ se opisuje z enoto *W/Hz*. Pri izražanju verjetnosti bitne napake v Gaussovem šumnem kanalu se prav tako uporablja razmerje $E_b/N_0$. Več o tem je zapisano v **poglavju III.3.1**.

*Pogostnost modulacijske napake MER* (ang. Modulation Error Ratio) je podobna merilu *S/N* v digitalno moduliranih signalih. Označuje lastnosti digitalnega radijskega oddajnika ali sprejemnika v komunikacijskem sistemu, ki uporablja digitalno modulacijo (npr. QAM). Signal, ki bi ga poslal idealen oddajnik ali sprejel prav tak sprejemnik, bi imel vse točke konstelacijskega diagrama na idealnih lokacijah. Ker pa zaradi neidealne izvedbe ali drugih vplivov na prenosni poti (šum, fazni šum, potlačitev nosilnega signala, popačenje …) temu ni tako, dejanske točke konstelacijskega diagrama odstopajo od idealne lege. *MER* je razmerje med povprečno močjo signala $P_S$ in povprečno močjo šuma $P_N$, zapišemo ga z izrazom

$$MER[dB] = 10\log\left(\frac{P_S}{P_N}\right). \qquad \text{(III.3)}$$

### III.1.2 SIMBOLNA HITROST

*Simbolno hitrost* $R_S$ (ang. Symbol Rate, SR) poznamo tudi pod imenom baudna hitrost (starejše). V digitalnih modulacijah pomeni simbolna hitrost število simbolnih sprememb v sekundi na transportnem mediju, po katerem se prenaša digitalno moduliran signal. Simbolno hitrost zapišemo s *simboli/sekundo* ali *S/s*. Vsak simbol vsebuje enega ali več bitov informacije. Simbolna hitrost je

$$R_S = \frac{1}{T_S}, \qquad \text{(III.4)}$$

kjer je $T_s$ čas trajanja simbola. V literaturi se za simbolno hitrost uporablja tudi zapis *SR*.

Po navadi prenesemo z enim simbolom več bitov *n*, tako imamo *M* različnih simbolov (pri modulacijah QAM velja $M = 2^n$). Odvisno od uporabljene modulacije to pomeni *M* različnih kombinacij amplitude, faze ali frekvence. Prednost prenašanja več kot enega bita na simbol je ta, da se zmanjša potreben čas za prenos informacije. Tako dosežemo tudi pri omejeni pasovni širini visoko spektralno učinkovitost (v bit/s/Hz). Najvišja simbolna hitrost se imenuje Nyquistova hitrost in je enaka dvakratniku pasovne širine. Ta hitrost v praksi ni dosegljiva. Modulacije, kot sta PSK in QAM, tipično uporabljajo polovico Nyquistove hitrosti. Pri digitalnem sistemu DVB-S, kjer imamo v paketu 204 bite (16 končnih Reed-Solomonovih bitov za odkrivanje in odpravo napak in 188 uporabnih podatkovnih bitov), izrazimo *simbolno hitrost* z izrazom

$$R_S\left[\frac{S}{s}\right] = \frac{204}{188}\cdot\frac{R_b}{n\cdot R_C}, \qquad \text{(III.5)}$$

kjer pomeni $R_S$ simbolno hitrost, $R_b$ hitrost prenosa uporabne informacije, *n* število bitov na simbol in $R_C$ kodno razmerje (npr. 1/2, 3/4, …). Kot primer je izračunana simbolna hitrost z naslednjimi podatki: $R_d$ je 18 Mb/s, vrsta modulacije je 64QAM, $R_C$ je 3/4 in uporabljeno je RS-kodiranje. Pri modulaciji 64QAM imamo n = 6 bitov na simbol (64 = 26). Podatke vstavimo v enačbo (III.5) in dobimo

$$R_S\left[\frac{S}{s}\right] = \frac{204}{188}\cdot\frac{18Mb/s}{6\cdot 3/4} = 4.300.000. \qquad \text{(III.6)}$$

Ker je pri digitalnih sistemih (kot npr. DVB-T) običajno uporabljena večnosilniška modulacija OFDM, moramo izračunano simbolno hitrost deliti s številom podnosilnih signalov, da dobimo pravo simbolno hitrost OFDM. Nekateri komunikacijski sistemi (GPS, CDMA, ostali sistemi z razširjenim spektrom) imajo simbolno hitrost precej višjo, kot je hitrost prenosa uporabne informacije – oddajajo več simbolov na podatkovni bit. Z zapisom enega bita z nizom simbolov preprečimo sokanalne motnje od ostalih oddajnikov, ki si delijo isti frekvenčni kanal. Ker uporabljajo večjo pasovno širino za enako bitno hitrost, je kanalska spektralna učinkovitost nizka, vendar pa omogoča hkratno uporabo več uporabnikom. To pa pomeni visoko spektralno učinkovitost sistema na enoto območja.

### III.1.3 POGOSTNOST BITNE NAPAKE (BER)

Pogostnost bitne napake (ang. Bit Error Rate, BER) je v digitalnih komunikacijskih sistemih (radijskih in optičnih) merilo za kakovost signala [21, 25, 47, 55]. Ocenjujemo lahko BER pri prenosu, npr. število napačno sprejetih bitov glede na skupno število oddanih bitov, ali BER-informacije, npr. število napačno dekodiranih (popravljenih) bitov glede na skupno število dekodiranih (popravljenih) bitov. Funkcija napake je drugačna za vsako vrsto modulacije, ker se ob prisotnosti šuma vsaka modulacija obnaša drugače. Pri opisovanju verjetnosti napake se uporablja naslednja funkcija [55]

$$erfc(x) = 1 - erf(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} \cdot dt \,. \qquad \text{(III.7)}$$

V kanalih z belim Gaussovim šumom (AWGN) obstaja verjetnost, da bo določen simbol napačno dekodiran v enega od sosednjih simbolov. Verjetnost napačno sprejetega simbola SER nekega signala [55], ki je moduliran z modulacijo QAM (stopnje modulacije *M* in *n* biti v simbolu), se izračuna z enačbo

$$SER = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot erfc\left[\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(M)}{2 \cdot (M-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right] \cdot \left\{1 - \frac{1}{2} \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot erfc\left[\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(M)}{2 \cdot (M-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right]\right\}. \qquad \text{(III.8)}$$

Enačbo (III.8) lahko poenostavljeno zapišemo z

$$SER = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \cdot erfc\left(\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2(M)}{2 \cdot (M-1)} \cdot \frac{E_b}{N_0}}\right). \qquad \text{(III.9)}$$

Poenostavitev vnaša določeno napako, ki pa je npr. za modulacijo 64QAM pri razmerju $E_b/N_0$ = 10dB še vedno manj kot 0,1 dB.

Za izračun pogostnosti bitne napake BER obstaja več pristopov. Najpogosteje uporabljen je ta, ki predpostavlja, da ima okvarjen simbol le en napačen bit. Ta predpostavka velja, če se uporablja Gray-kodiranje, BER pa ni prevelik. Ta način se uporablja pri sistemih DVB z modulacijo QAM. Tako se verjetnost napačnega bita izračuna z enačbo

$$BER = \frac{1}{n} \cdot SER \,, \qquad \text{(III.10)}$$

kjer je *n* število bitov v simbolu.

Modulacijo QPSK obravnavamo kot 4QAM. Verjetnost napačnega simbola za modulacijo QPSK se izračuna iz enačbe (III.9), kjer je M = 4

$$SER = erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \qquad \text{(III.11)}$$

Verjetnost napačnega bita za modulacijo QPSK pa se izračuna z enačbo (III.10)

$$BER = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right). \qquad \text{(III.12)}$$

Zgornje enačbe veljajo za oceno verjetnosti napake pred Viterbijevim in Reed-Solomonovim dekodiranjem.

V digitalnih brezžičnih komunikacijah se pogosto uporabljajo krivulje razmerij med BER in $E_b/N_0$ za različne modulacije in stopnje kodiranja (glej **poglavje III.3**). V praksi merimo razmerje *C/N*, ki ga z ustrezno enačbo pretvorimo v $E_b/N_0$ (**poglavje III.3.1**).

Ker je BER v neposredni zvezi z močjo signala in pasovno širino kanala, ga uporabljamo tudi za nastavljanje teh dveh parametrov. En način za zmanjšanje spektralne gostote šuma je, da zožamo širino pasu. Pri tem pa smo – če želimo prenašati signal z določeno bitno hitrostjo – zaradi Nyquistovega kriterija omejeni. Druga možnost je ta, da povečamo oddajno moč (energijo bita), kjer pa nas omejuje velikost motenj, ki jih s tem povzročimo drugim sistemom. Z meritvami BER sistem laže izbere tudi pravo stopnjo kodiranja.

### III.1.4 ANTENSKI PARAMETRI

Antena [25, 45, 47] je vmesni člen med oddajnikom ali sprejemnikom in zrakom. Oddaja in sprejema elektromagnetno energijo. Anteno opišemo z lastnostmi, kot so dobitek, efektivna površina, polarizacija, impedanca in smerni diagram. Gostoto pretoka moči za izotropno anteno na določeni razdalji od antene zapišemo z izrazom

$$S_d\left[\frac{W}{m^2}\right]=\frac{P}{4\pi\cdot d^2}, \qquad \text{(III.13)}$$

kjer je *P* moč dovajana anteni, *d* pa razdalja od vira sevanja (izotropni sevalnik).

#### DOBITEK

Resnične antene sevajo v določeni smeri več kot v drugi. Iz tega izhaja izraz *smernost antene D* (ang. Directivity) in ga zapišemo z razmerjem med gostoto pretoka moči na razdalji *d* v smeri največje jakosti in povprečjem gostote pretoka moči v vseh smereh na razdalji *d*. Izotropna antena ima smernost enako ena. Če poleg smernosti upoštevamo še izgubnost antene, pridemo do *dobitka antene G* (ang. Gain). Dobitek navadno izražamo v *dBi*, kar pomeni dobitek v decibelih v neki smeri glede na izotropno anteno.

$$G=\eta_A\cdot\frac{S_d}{P/(4\pi d^2)} \qquad \text{(III.14)}$$

V zgornjem izrazu je *P* moč, ki se dovaja anteni (v W), $S_d$ je gostota pretoka moči na razdalji *d* od antene (v W/m$^2$), $4\pi d^2$ je površina krogle s polmerom *d* (v m) in $\eta_A$ je izkoristek antene (vključuje vse izgube). V tem primeru je *G* brezdimenzijsko število.

### EFEKTIVNA POVRŠINA

Pri računanju efektivne površine antene je pomembna odprtina antene. Anteni, kjer odprtino določata dve dimenziji, sta lijak in parabolični reflektor. Efektivno površino antene se izračuna z enačbo

$$A_e\left[m^2\right] = \eta_A \cdot A_p, \qquad \text{(III.15)}$$

ali z upoštevanjem dobitka $G$ in logaritemskem merilu (v dB)

$$A_e\left[dB\right] = 10\log\left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G\right). \qquad \text{(III.16)}$$

$A_e$ pomeni efektivno odprtino antene, $A_p$ fizično površino antene (v m) in $\eta_A$ izkoristek antene (tipično med 50 % in 80 %).

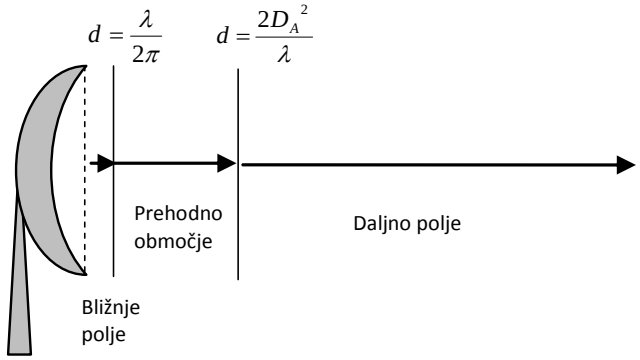
Na primer, krožna parabolična antena premera 30 centimetrov s 60-% izkoristkom ima pri frekvenci 40 GHz dobitek 39 dBi.

### POLARIZACIJA

Polarizacija je označena kot položaj ravnine, v kateri se nahaja komponenta električnega polja elektromagnetnega valovanja glede na površino zemlje. Opišemo jo tudi kot vsoto prispevkov v E-ravnini v določenem času, preslikanih v navidezno ravnino pravokotno na smer širjenja radijskega vala. Določa jo fizična zgradba antene in njena usmerjenost. Za radijske antene velja, da polarizacija ustreza orientaciji sevalnega elementa v prostoru. Dva posebna primera eliptične polarizacije sta linearna (elipsa se spremeni v črto) in krožna polarizacija (elipsa se spremeni v krog). Na primer vertikalni dipol ima vertikalno polarizacijo, horizontalni pa horizontalno. Obe polarizaciji sta linearni polarizaciji. Krožna polarizacija, kot poseben primer eliptične, je lahko levo- ali desnosučna, po pravilu palca. Horizontalna in vertikalna komponenta polarizacijskega vektorja sta enaki.

Na polarizacijo vpliva več dejavnikov, največji med njimi so odboji. Za komunikacije v vidnem polju, kjer mora biti polarizacija oddajnika in sprejemnika enaka, pomeni sprememba polarizacije na poti za nekaj 10 decibelov slabši sprejem, to pa močno vpliva na uspešnost komunikacije. Polarizacijo lahko dobro opišemo že z zgradbo antene, toda predvsem pri usmerjenih antenah se lahko polarizacija stranskih snopov precej razlikuje od glavnega snopa. Najpogosteje je polarizacija eliptična, kar pomeni, da se polarizacija radijskih valov antene, ki jih oddaja, s časom spreminja.

**PODROČJA SEVANJA ANTENE**




***Slika III.1:*** *Bližnje in daljno polje antene. $D_A$ je največja dimenzija antene, d razdalja od antene, $\lambda$ pa valovna dolžina signala.*

Sevano polje, ki obdaja anteno, delimo v tri področja [4], kjer ima sevani elektromagnetni val različne lastnosti. Razmere prikazuje **slika III.1**. Polje blizu antene se imenuje *bližnje polje ali reaktivno polje*. To je od antene do razdalje

$$d \leq \frac{\lambda}{2\pi}. \qquad \text{(III.17)}$$

Bližnje polje se meri od faznega centra antene in je zelo blizu površine antene. Predmeti v bližnjem polju se sklopijo z anteno in povzročajo popačenje smernega diagrama. Velikost bližnjega polja je odvisna samo od frekvence (valovne dolžine) vira in je za frekvence nekaj gigahertzov nekaj decimetrov, za megaherčne vire pa nekaj metrov od površine antene. Polje daleč od antene se imenuje *daljno polje ali Fraunhofferjevo območje*. To je od razdalje

$$d \geq \frac{2D_A^2}{\lambda} \qquad \text{(III.18)}$$

naprej. $D_A$ je največja linearna dimenzija antene (v m), $\lambda$ je valovna dolžina (v m). Na teh razdaljah postanejo valovne fronte vala, ki se širi po prostoru, skoraj ravne. V daljnem polju sta vektorja električnega in magnetnega polja pravokotna drug na drugega. Med mejnima točkama za bližnje in daljno polje pa je tako imenovano *prehodno območje ali sevano bližnje polje*. To je na razdaljah

$$\frac{\lambda}{2\pi} \leq d \leq \frac{2D_A^2}{\lambda}. \qquad \text{(III.19)}$$

Na teh razdaljah se smerni diagram antene že oblikuje, ne dobi pa še končne oblike. Valovne fronte še niso ravne in vektorja električnega in magnetnega polja nista pravokotna.

Ta podatek je pomemben predvsem pri meritvah, ko je priporočljivo, da merimo v daljnem polju anten. Za frekvence 12 GHz in največjo dimenzijo oddajne antene $D_A$= 20 cm sistema MMDS se daljno polje začne na razdalji približno treh metrov. Ta podatek smo upoštevali pri meritvah v okviru te disertacije (glej **poglavje VII**).

#### KOTNA DISKRIMINACIJA ANTENE

Diskriminacijo antene po navadi omenjamo v zvezi z motnjami. Za izračun jakosti motilnega signala moramo poznati smer oddajne antene, ki je vir motilnega signala in usmerjenost sprejemne antene, ki motilni signal sprejema. Vsaka antena ima svoj smerni diagram, ki pove, koliko se zmanjša dobitek, če se za določen kot izmaknemo iz osi glavnega snopa antene. Na primer, če ima antena v smeri glavnega snopa dobitek 42 dBi, mi pa se izmaknemo za $5^o$, se dobitek zmanjša na neko vrednost (npr. 20 dBi). Če se izmaknemo še za dodatnih $15^o$ iz glavnega snopa, se dobitek še dodatno zmanjša (npr. na 5 dBi). Diskriminacija antene je vrtenje antene iz smeri glavnega snopa za nek kot. Pri obravnavi sobivanja v **poglavjih VI** in **VII** ima kotna diskriminacija antene pomembno vlogo.

### III.1.5 LASTNOSTI SPREJEMNIKA

Izvedba sprejemnika je ključnega pomena za primeren sprejem signala. Boljši kot je sprejemnik (ima večjo občutljivost, ima vgrajeno tehnologijo za izločanje želenega signala, vgrajeno tehnologijo za izločanje šuma …), več motenj je lahko prisotnih in lažje je sobivanje sistemov. Za obravnavanje sistemov na istem frekvenčnem območju so pomembne naslednje lastnosti sprejemnika [31]:

- šumno število,
- pasovna širina sprejemnika,
- termični šum sprejemnika,
- potrebna moč signala na vhodu v sprejemnik za želeni BER,
- nominalni nivo signala na vhodu sprejemnika.

Za natančne izračune sobivanja moramo imeti tudi informacijo o frekvenčni selektivnosti radijske opreme. Za digitalne sisteme je najpomembnejši podatek skupna moč motnje, ki pade v kanal sprejemnika. Običajno izračunavamo spektralno gostoto moči (ang. Power Spectral Density, PSD) v dBW/MHz.

#### NIVO SIGNALA ZA ŽELENI BER

Za želeno pogostnost bitne napake (BER) je potrebno določeno razmerje signal/šum. Razlika v razmerju signal/šum za BER = $1x10^{-3}$ in BER = $1x10^{-6}$ je približno 4 dB. Okrog 4 dB je tudi razlika v razmerju signal/šum za BER = $1x10^{-6}$ in BER = $1x10^{-10}$. Za sistem, ki uporablja popravljanje napak FEC, pa je

potrebno le 1 do 2 dB večje razmerje signal/šum za doseganje boljšega BER ($1x10^{-6}$ namesto $1x10^{-3}$ ali $1x10^{-10}$ namesto $1x10^{-10}$).

Iz izvajanj v nadaljevanju (glej **poglavje V.2**) vidimo, da je potreben BER (po Viterbiju) za kakovosten sprejem satelitskega signala $2x10^{-4}$, kar uporabimo pri določitvi potrebnega razmerja *C/N* in oceni pogojev za sobivanje.

#### DOVOLJENE MOTNJE

Pri analizi sobivanja moramo določiti tudi največje nivoje motenj za kratkoročne in dolgoročne vplive. Za dolgoročen vpliv se šteje, če je motnja prisotna 20 ali več odstotkov časa.

#### OBČUTLJIVOST SPREJEMNIKA

Na splošno občutljivost sprejemnika določa minimalna vrednost vhodnega signala, ki je potrebna, da dobimo zahtevano razmerje signal/šum na izhodu sprejemnika [25]. Nivo občutljivosti se spreminja glede na modulacijo, lastnosti kanala in zunanji nivo šuma. Nižja vhodna moč pri danem razmerju signal/šum pomeni boljšo občutljivost. Na primer, sprejemnik z občutljivostjo -107 dBm ima dvakrat boljšo (3 dB) občutljivost od sprejemnika z občutljivostjo -104 dBm. V kanalu z belim Gaussovim šumom je šum na vhodu sprejemnika termični šum, in občutljivost sprejemnika lahko izpeljemo iz šumnega števila sprejemnika. *Šumno število sprejemnika* $F_N$ od antenskega konektorja do izhoda A/D pretvornika se izrazi z razmerjem vhodnega $(C/N)_i$ in izhodnega $(C/N)_o$ razmerja signal/šum. Oboje v številskih vrednostih.

$$F_N = \frac{(C/N)_i}{(C/N)_o} = \frac{P_S / P_{Ni}}{(C/N)_o} . \qquad \text{(III.20)}$$

V enačbi je $P_s$ moč želenega signala na vhodu sprejemnika in $P_{Ni}$ integrirana moč termičnega šuma v pasu sprejemnika, ki ima obliko

$$P_{Ni}[W] = k_B \cdot T_o \cdot B_N , \qquad \text{(III.21)}$$

kjer je $k_0=1,38x10^{-20}$ $mWs/^oK/Hz$ Boltzmanova konstanta, $T_o$ = $290^oK$ je šumna temperatura in $B_N$ je pasovna širina sprejemnika.

Moč sprejetega signala na vhodu v sprejemnik lahko preko (III.20) izrazimo kot

$$P_S[W] = k_0 \cdot T_o \cdot B_N \cdot F_N \cdot (C/N)_o . \qquad \text{(III.22)}$$

Predpostavimo, da je minimalno razmerje $(C/N)_o$, potrebno za doseganje določenega BER, ki ustreza nivoju občutljivosti, enako $(C/N)_{min}$. *Občutljivost sprejemnika* zapišemo z naslednjo enačbo

$$P_{Rx}\left[dBm\right] = 10 \cdot \log(P_S) = -174 + 10 \cdot \log(B_N) + F_N + (C/N)_{\min}, \quad \text{(III.23)}$$

kjer je

$$10 \cdot \log\left(k_0 \cdot T_0\right) = -174\left[dBm/Hz\right], \quad \text{(III.24)}$$

$$10 \cdot \log\left(F_N\right) = F_N\left[dB\right], \quad \text{(III.25)}$$

$$10 \cdot \log\left(C/N\right)_{\min} = \left(C/N\right)_{\min}\left[dB\right]. \quad \text{(III.26)}$$

Zahtevano razmerje *C/N* na sprejemniku za doseganje določenega BER je odvisno predvsem od demodulacije, dekodiranja in digitalne obdelave podatkov v osnovnem pasu digitalnega signala. Vpliv na vrednost razmerja *C/N* pa imajo tudi frekvenčni odzivi (po amplitudi in fazi) kanalskih filtrov v sprejemnikovem analognem delu RF. Za obravnavo sprejemnika je bolj enostavna uporaba šumnega števila $F_N$ , zato preuredimo enačbo (III.23) in dobimo

$$F_N\left[dB\right] = 174 + P_{Rx} - 10 \cdot \log(B_N) - (C/N)_{\min}. \quad \text{(III.27)}$$

Običajno šumno število za prenosne sprejemnike v ozkopasovnih brezžičnih sistemih (npr. GSM, $B_N$ = 200 kHz) je 9 dB. Občutljivost je okrog -104 dBm in minimalno zahtevano razmerje $(C/N)_{min}$ je 8 dB.

## III.2 VPLIV VREMENA

Vreme je eden od parametrov, ki vplivajo na širjenje radijskih signalov [47, 60]. V atmosferi opišemo vreme s parametri, kot so temperatura zraka, vlaga v zraku in hitrost vetra. Nekateri od teh pojavov nimajo vpliva na širjenje signala, drugi pa lahko pod določenimi pogoji močno oslabijo signal. V zraku je ves čas prisotna neka oblika vode, pojavi se kot megla, dež ali sneg. Slabljenje signala zaradi padavin je odvisno od njegove frekvence oziroma valovne dolžine. Na primer, dež ima določen vpliv na signale mikrovalovnih frekvenc, nima pa skoraj nobenega vpliva na signale daljših valovnih dolžin. Skratka, krajša kot je valovna dolžina, večji je vpliv padavin na slabljenje signala.

### III.2.1 PADAVINE IN TEMPERATURA

Od vseh padavin imajo *vodne kaplje* največji vpliv na slabljenje signala. Signal se oslabi zato, ker vodne kapljice, kot slab dielektrik, absorbirajo energijo, ki jo nosi radijski val in zmanjšajo jakost signala zaradi absorpcije ali zaradi sipanja. Vodne kapljice povzročajo večje slabljenje zaradi sipanja kot zaradi absorpcije pri frekvencah nad 100 MHz. Pri frekvencah nad 6 GHz je slabljenje zaradi sipanja še bistveno večje. *Megla* je posebna oblika dežja, kjer so vodne kapljice zelo majhne. Slabljenje določamo glede na velikost vodnih kapljic. Za frekvence, nižje od 2 GHz, je slabljenje zaradi megle skoraj zanemarljivo.

Slabljenje zaradi sipanja na *snežinkah* je zelo težko izračunavati, ker so snežinke naključnih velikosti. Splošno sprejeto dejstvo je, da je slabljenje zaradi snega manjše kot slabljenje zaradi dežja, ker je gostota dežja osemkrat večja od gostote snega. Slabljenje zaradi *toče* je odvisno od velikosti ledenih kroglic in njene gostote. Slabljenje zaradi sipanja na toči je precej manjše od slabljenja zaradi dežja.

Temperatura zraka na signale frekvenc, ki jih obravnavamo, nima vpliva.

### III.2.2 PRIPOROČILA ZA IZRAČUN SLABLJENJA ZARADI VREMENA

Na splošno torej velja, da pri izračunavanju slabljenja zaradi vpliva padavin upoštevamo le vpliv dežja. Za izračun slabljenja signalov, ki se širijo v zračnem prostoru, so na voljo številna priporočila, standardi in klimatske karte [32, 42, 43, 44]. Za to disertacijo, kjer obdelujemo signale na frekvenčnem pasu 12 GHz, uporabimo za izračun vpliva padavin metodo, ki jo priporoča ITU [42] (glej **poglavje VI.2.2**).

## III.3 IZBIRA PARAMETROV

Iz množice parametrov, ki jih lahko merimo, primerjamo in ocenjujemo, sem izbral tiste, ki po teoriji najbolj vplivajo na razločevanje enega digitalnega signala od drugega. Najpomembnejši parameter, ki ga spremljamo na sprejemni strani (vhod v sprejemnik), je razmerje želenega signala in šuma (C/N) v povezavi z zahtevano vrednostjo BER na sprejemniku. Na potrebno velikost razmerja pa vpliva tudi vrsta drugih parametrov, ki povedo, kako je naš signal zaščiten, da ga sprejemnik lahko izlušči, popravi ali dopolni in v primerni standardizirani obliki prikaže uporabniku.

Digitalne modulirane signale [21, 24, 25] na radijski frekvenci (RF) ali medfrekvenci (IF) z modulacijo QPSK (pri DVB-S) ali modulacijo QAM (pri DVB-T ali DVB-C) opisujemo s črko *C* (ang. Carrier) – nosilni signal, da jih ločimo od splošnega poimenovanja signala v osnovnem pasu, ki ga označujemo s črko *S* (ang. Signal). Nosilni signal *C*, bolj točno označen kot *moč RF*, je skupna moč moduliranega RF-signala, brez dodanih drugih signalov (vključno s šumom). Moč merimo s termičnim močnostnim senzorjem [21].

### III.3.1 POVEZAVA MED C/N, $E_B/N_0$ IN BER

BER, kot funkcija *C/N*, je najpomembnejši pokazatelj izkoristka vsakega digitalnega prenosnega sistema. Za oceno delovanja modulatorja ali demodulatorja primerjamo izmerjene vrednosti BER s teoretičnimi mejnimi vrednostmi verjetnosti napačnih bitov. Za sistem DVB-S, ki je v uporabi v satelitskih komunikacijah, je verjetnost napačnih bitov navadno določena po naslednjih predpostavkah [21]:

- edini prisoten šum je beli Gaussov šum (AWGN),
- sam kanal ne doprinese nobenih linearnih ali nelinearnih popačenj,
- modulator in demodulator sta idealna (idealna pasovno zaporna filtra in podobno).

Po teh predpostavkah lahko dovolj natančno izračunamo zgornje meje za verjetnost napačnih bitov v razmerju do *C/N*. Ker je razmerje *C/N* odvisno od pasovne širine šuma, je običajno, da namesto razmerja *C/N* uporabimo razmerje $E_b/N_0$. Povezava med razmerjema [21] je:

$$\frac{E_b}{N_0}[dB] = \frac{C}{N} + 10\log\frac{B_N}{R_S \cdot n}, \qquad \text{(III.28)}$$

kjer je $B_N$ pasovna širina šuma, $R_S$ simbolna hitrost in *n* število bitov na simbol (npr. n = 6 za 64QAM).

Za praktično uporabo pri meritvah [2] sta razmerji *C/N* in $E_b/N_0$ povezani s parametri $k_{RS}$, $k_{QPSK/QAM}$, $k_{RC}$, ki opisujejo lastnosti modulacije in kodiranja

$$\frac{C}{N}[dB] = \frac{E_b}{N_0} + k_{RS} + k_{QPSK/QAM} + k_{RC}, \qquad \text{(III.29)}$$

kjer je

$$k_{RS}[dB] = 10 \cdot \log\frac{188}{204}, \qquad \text{(III.30)}$$

$$k_{QPSK/QAM}[dB] = 10 \cdot \log(M), \qquad \text{(III.31)}$$

$$k_{RC}[dB] = 10 \cdot \log(R_C). \qquad \text{(III.32)}$$

Za Reed-Solomonovo kodiranje FEC, ki je v uporabi v sistemih DVB, je parameter $k_{RS}$ = -0,3547 dB. Za modulacije različnega reda (M) so vrednosti parametra $k_{QPSK/QAM}$ zbrane v **tabeli III.1**. Parameter $k_{RC}$ je tisti, ki upošteva uporabljeno kodno razmerje. Za različna kodna razmerja so vrednosti parametra $k_{RC}$ zbrane v **tabeli III.2**.

Povezava med razmerjema *S/N* in *C/N* je preko parametra $k_{roll\text{-}off}$

$$\frac{S}{N}[dB] = \frac{C}{N} + k_{roll-off}, \qquad \text{(III.33)}$$

kjer je

$$k_{roll-off}[dB] = 10 \cdot \log(1 - \frac{\alpha}{4}). \qquad \text{(III.34)}$$

$k_{roll\text{-}off}$ je parameter digitalnega filtra sprejemnika (**slika III.3**), ki označuje, koliko več pasovne širine zasede ta filter kot idealni filter, ki ima pasovno širino enako Nyquistovi pasovni širini. Običajno zapišemo

$$B_N = (1+\alpha)\cdot R_S\,, \qquad \text{(III.35)}$$

kjer je $B_N$ pasovna širina sprejemnika in $R_S$ simbolna hitrost.

| **Modulacija** | **M** | **$k_{QPSK/QAM}$ [dB]** |
|---|---|---|
| QPSK | 2 | 3,0103 |
| 16QAM | 4 | 6,0206 |
| 64QAM | 6 | 7,7815 |
| 256QAM | 8 | 9,0309 |

***Tabela III.1:*** *Parameter $k_{QPSK/QAM}$ za modulacije različnega reda [2]*

| **Modulacija** | **CR** | **$k_{RC}$ [dB]** |
|---|---|---|
| QPSK | 1/2 | -3,0103 |
| QPSK | 2/3 | -1,7609 |
| QPSK | 3/4 | -1,2494 |
| QPSK | 5/6 | -07918 |
| QPSK | 7/8 | -0,5799 |
| QAM | 1 | 0 |

***Tabela III.2:*** *Parameter $k_{RC}$ za različna kodna razmerja [2]*

| **Standard** | **α** | **$k_{roll\text{-}off}$ [dB]** |
|---|---|---|
| DVB-C | 0,15 | -0,1660 |
| DVB-S | 0,35 (nominalen) | -0,3977 |
| DVB-S | 0,27 (dejanski na oddajniku) | -0,3035 |

***Tabela III.3:*** *Parameter $k_{roll\text{-}off}$ za različne standarde DVB [2]*

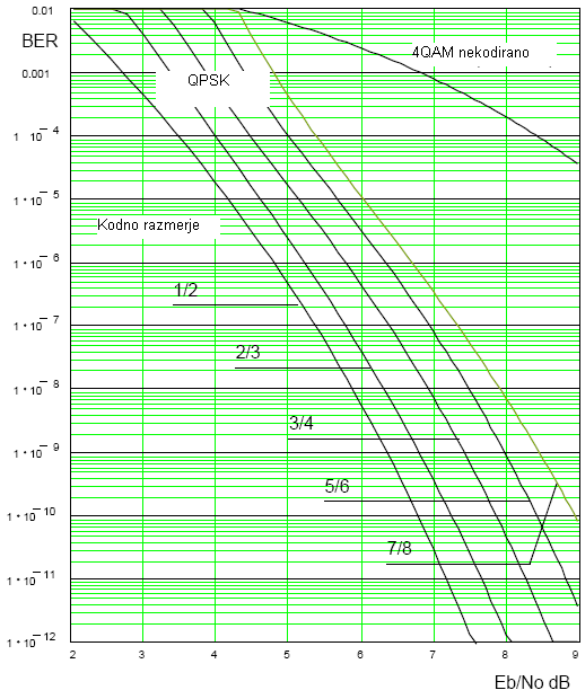
Katere parametre v enačbi (III.29) dejansko upoštevamo, je odvisno od tega, kje izvajamo meritve:

- na prenosnem kanalu,
- pred Viterbijevim ali Reed-Solomonovim kodiranjem ali po njima,
- na sistemu z modulacijo QPSK ali sistemu z modulacijo QAM.

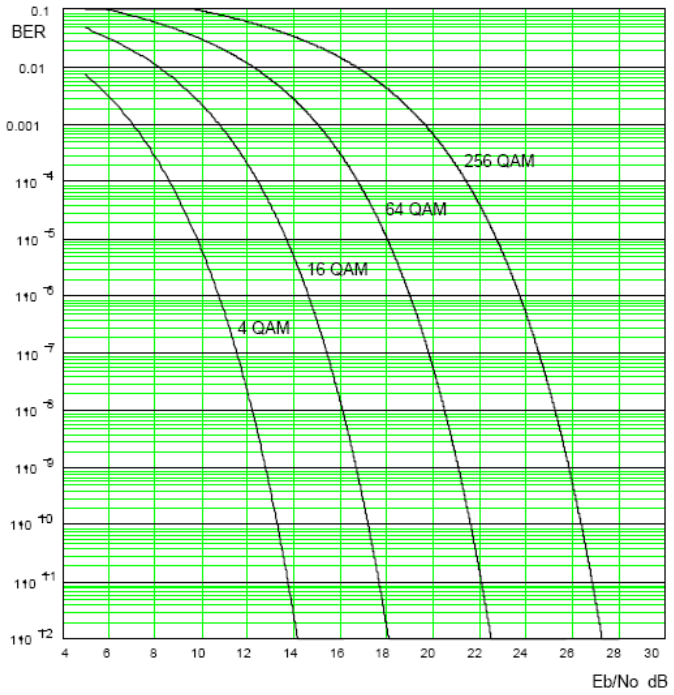
V primeru meritev na satelitskem sprejemniku (modulacija QPSK, obravnavana po Viterbijevem kodiranju) se preurejena enačba (III.29) glasi

$$\frac{E_b}{N_0}[dB] = \frac{C}{N} - 10 \cdot \log \frac{188}{204} - 10 \cdot \log(M) - 10 \cdot \log(R_C)\,. \qquad \text{(III.36)}$$

Če vstavimo v gornjo enačbo ustrezne vrednosti, dobimo razmerja med BER in $E_b/N_0$, ki jih prikazujeta **sliki III.2** in **III.3**. S slik je razvidno, da generira prvo kodiranje FEC (Viterbijevo kodiranje) zelo strmo krivuljo (pri spremembi BER za približno eno dekado, se razmerje *C/N* spremeni za približno 0,5 dB), ki je odvisna od stopnje kodiranja. Pri modulaciji 4QAM se pri spremembi BER za eno dekadno razmerje *C/N* spremeni za 1 dB. To kaže na to, da je občutljivost za BER pri QPSK skoraj dvakrat tolikšna kot pri QAM. Te ugotovitve so zelo pomembne pri meritvah, kjer vidimo, da mora biti točnost zajema podatkov okrog 0,1 dB, da se izognemo napačnim interpretacijam razmerja *C/N*, ki ustrezajo danemu (izmerjenemu) BER.



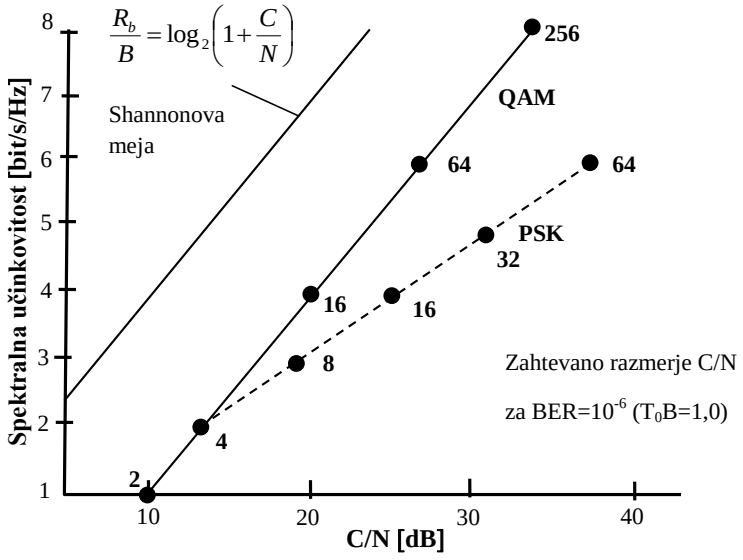

***Slika III.2:*** *BER kot funkcija $E_b/N_0$ za različna kodna razmerja $R_C$ (=1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8) modulacije QPSK in modulacije 4QAM [2]*




***Slika III.3:*** *BER kot funkcija $E_b/N_0$ za različne stopnje modulacij QAM [2]*

## III.3.2 C/N ZA MODULACIJE QPSK IN QAM

V nadaljevanju so iz različne literature [2, 10, 21, 23, 24, 25] kot referenca za nadaljnja izvajanja podane zahtevane vrednosti *C/N* (ali $E_b/N_0$) za modulacije PSK in QAM v razmerju z BER in drugimi parametri. Na **sliki III.4** je za različne modulacije in različna razmerja *C/N* podana spektralna učinkovitost $\eta_m$.




***Slika III.4:*** *Spektralna učinkovitost modulacij PSK in QAM [24]*

V **tabeli III.4** so za različne modulacije in BER = $10^{-6}$ podane vrednosti razmerij *C/N* in $E_b/N_0$.

| Modulacija | C/N [dB] | $E_b/N_0$ [dB] |
|---|---|---|
| QPSK | 13,6 | 10,6 |
| 4QAM | 13,6 | 10,6 |
| 8PSK | 18,8 | 14,0 |
| 16PSK | 24,3 | 18,3 |
| 16QAM | 20,5 | 14,5 |
| 32QAM | 24,4 | 17,4 |
| 64QAM | 26,6 | 18,8 |

***Tabela III.4:*** *Primerjava razmerij C/N in $E_b/N_0$ za različne modulacije (BER =$10^{-6}$, $T_0B$=1,0) [24]*

V sistemu DVB-H (prizemna radiodifuzija za prenosne terminale), kjer se storitev prenaša z MPE-FEC (ang. Multi-Protocol Encapsulation Forward Error Correction), ki je standardni način prenašanja IP-datagramov v transportnem nizu MPEG-2, se za oceno kakovosti signala uporabljata naslednja parametra: FER[3] (ang. Frame Error Ratio) in MPE FER[4] (ang. Multiprotocol Encapsulation FER, skrajšano MFER). FER in MFER sta se pokazala za izjemno dobra pokazatelja ocene kakovosti signala mnogih vrst storitev. Pri vrednosti MFER, nižji od 5 %, je kakovost signala dovolj dobra za pretočne video aplikacije. Za sistem DVB-H so v **tabeli III.5** prikazane zahtevane vrednosti $C/N_{MFER5\%}$ [23] za različne scenarije uporabe in različne modulacije. Iz tabele je razvidno, da višja kot je stopnja modulacije, večje je zahtevano razmerje *C/N*. Zahtevano razmerje $C/N_{MFER5\%}$ pri isti modulaciji je nižje od razmerja $C/N_{FER5\%}$, ker je uporabljena funkcija MPE-FEC. V sistemu DVB-H je uporabljena zaščitna shema MPE-FEC za zanesljivejši prenos signala v slabih razmerah. MPE-FEC ima dodatno močno kanalsko kodiranje poleg tistega, ki ga uporablja DVB-T (prizemna radiodifuzija za fiksne terminale) – ponuja določeno stopnjo časovnega prepletanja. V sistemu DVB-T, kjer se prenaša signal do mobilnih sprejemnikov, je primerno merilo za oceno kakovosti sprejetega signala parameter ESR (ang. Erroneous Seconds Ratio). Na primer ESR = 5 % pomeni eno sekundo z napakami v opazovani periodi 20 sekund.

[3] FER [23] je opisan kot število tabel (ang. ADT, Application Data Tables), ki v opazovani periodi vsebujejo napake, pri tem pa ni bil uporabljen mehanizem korekcije napak MPE-FEC. FER5% pomeni, da v opazovani periodi 5 % tabel vsebuje napake.

[4] MFER [23] pomeni število nepopravljeni okvirjev MPE-FEC v opazovani periodi. Npr. MFER5% pomeni 5 % nepopravljenih okvirjev v opazovani periodi.

| Scenarij uporabe sistema DVB-H | C/N za različne modulacije in kodiranja [dB] | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | **QPSK** | **QPSK** | **16QAM** | **16QAM** | **64QAM** | **64QAM** |
| | **1/2** | **2/3** | **1/2** | **2/3** | **1/2** | **2/3** |
| Znotraj stavb, hitrost pešca | 7,19 | 9,27 | 12,20 | 16,38 | 16,45 | 20,65 |
| Avtomobil, hitrost 20 km/h | 7,28 | 10,23 | 12,94 | 16,11 | 17,45 | 20,28 |
| Avtomobil, hitrost 70 km/h | 8,20 | 12,00 | 15,70 | 16,60 | 19,55 | 23,40 |

***Tabela III.5:*** *Zahtevano razmerje $C/N_{MFER5\%}$ za obravnavane modulacije pri različnih scenarijih uporabe sistema DVB-H [23]*

| **Vrsta sprejema** | **Fiksen** | **Fiksen** | **Prenosen, zunanji** | **Prenosen, zunanji** | **Mobile, notranji** | **Mobile, notranji** | **Prenosen, notranji** | **Prenosen, notranji** |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Modulacija | 64QAM | 64QAM | 16QAM | 64QAM | QPSK | 16QAM | 16QAM | 16QAM |
| Kodno razmerje | 2/3 | 3/4 | 2/3 | 2/3 | 2/3 | ½ | 2/3 | 2/3 |
| Verjetnost uklenjenosti na kanal | 95% | 95% | 95% | 95% | 99% | 99% | 70% | 95% |
| Zahtevano razmerje C/N [dB] | 20,1 | 21,6 | 17,2 | 22,3 | 13,0 | 15,5 | 17,2 | 17,2 |
| Podatkovna hitrost [Mbit/s] | 19,9-24,1 | 22,4-27,1 | 13,3-16,1 | 19,9-24,1 | 6,6-8,0 | 10,0-12,1 | 13,3-¸16,1 | 13,3-16,1 |

***Tabela III.6:*** *Konfiguracije za načrtovanje sistema DVB-T v pasovih III (200 MHz), IV (500 MHz) in V (800 MHz) [10]*

V **tabeli III.6** so zajete priporočene vrednosti za načrtovanje sistema DVB-T v pasovih III (200 MHz), IV (500 MHz) in V (800 MHz). Vsi imajo širino kanala 8 MHz. Za širino kanala 7 MHz se podatkovna hitrost zmanjša za faktor 7/8.

V **tabeli III.7** so zajete vrednosti razmerja med BER in $E_b/N_0$ za sisteme DVB-C (kabelski sistemi).

| $E_b/N_0$ [dB] | BER | $E_b/N_0$ [dB] | BER |
|---|---|---|---|
| 10,0 | 0,02548 | 16,5 | 0,0001031 |
| 10,5 | 0,02072 | 17,0 | $4{,}499\cdot10^{-5}$ |
| 11,0 | 0,01646 | 17,5 | $1{,}783\cdot10^{-5}$ |
| 11,5 | 0,01274 | 18,0 | $6{,}351\cdot10^{-6}$ |
| 12,0 | 0,009582 | 18,5 | $2{,}006\cdot10^{-5}$ |
| 12,5 | 0,006981 | 19,0 | $5{,}537\cdot10^{-7}$ |
| 13,0 | 0,004909 | 19,5 | $1{,}314\cdot10^{-7}$ |
| 13,5 | 0,003319 | 20,0 | $2{,}634\cdot10^{-8}$ |
| 14,0 | 0,002147 | 20,5 | $4{,}365\cdot10^{-9}$ |
| 14,5 | 0,001323 | 21,0 | $5{,}846\cdot10^{-10}$ |
| 15,0 | 0,0007716 | 21,5 | $6{,}166\cdot10^{-11}$ |
| 15,5 | 0,0004235 | 22,0 | $4{,}974\cdot10^{-12}$ |
| 16,0 | 0,0002171 | | |

***Tabela III.7:*** *Razmerja med BER in $E_b/N_0$ za sisteme DVB-C [21]*

Sistemi DVB-S, DVB-H, DVB-T in DVB-C uporabljajo sicer enoten standard DVB, vendar ker se razlikujejo v načinu uporabe (prenosno, fiksno), v mediju (brezžično, žično) in razdalji, ki jo pokrivajo, so za njih primerne različne sheme – kombinacija vrste modulacije in kodiranja.

Podatki v **tabelah III.4 do III.7** in **slikah III.2** in **III.3** so zbrani v tej disertaciji z namenom ugotavljanja sobivanja sistemov, ki delujejo po standardu DVB. V to družino spadata tudi radiodifuzna sistema BSS in MMDS, ki ju primarno obravnavamo v tej disertaciji (glej **poglavje VI** in **poglavje VII**).

# IV. ANALIZA SOBIVANJA

Z idejo odpiranja nekaterih frekvenčnih območij [28, 61, 62] različnim tehnološkim rešitvam, ki je aktualna zadnjih nekaj let, so se pojavila vprašanja, kako izbrati ustrezne parametre, da bodo te tehnologije (obstoječe in nove) lahko sobivale. Želja je, da bi bili varovalni mehanizmi postavljeni tako, da poseg nacionalnega organa, pristojnega za koordinacijo, ne bi bil več potreben. Tu pa trčimo na težavo. Na eni strani želimo čim bolj učinkovito izkoristiti frekvenčni spekter, dati možnost čim več operaterjem, da ponudijo svoje storitve, kar pomeni čim manjše varovalne pasove in večkratno podeljevanje istega frekvenčnega pasu. Po drugi strani pa si želimo čim manj regulacije in poseganja, kar pa zahteva velika zaščitna razmerja, nižje dovoljene moči in drugo. Upoštevati je treba, da so bile na določenih frekvenčnih pasovih v nekaterih državah dovoljenja za uporabo tehnološko nevtralnih frekvenc že podeljena. Poleg tega na določenih frekvenčnih pasovih že delujejo sistemi, katerih storitve uporablja določeno število uporabnikov.

Pri študiju literature za postavitev primerne metode ugotavljanja sobivanja so bile obravnavane številne študije [8, 9, 11, 12, 19], ki so ubrale različne pristope. Zaradi aktualnosti se disertacija omejuje na sobivanje fiksnih brezžičnih sistemov (ang. Fixed Wireless Access, FWA) [9], širokopasovnih brezžičnih sistemov (ang. Broadband Wireless Access, BWA) [12], ekstremno širokopasovnih sistemov (ang. Ultra Wide Band, UWB) [11] in sistemov točka-več točk (ang. Point-to-Multipoint, PMP) [19] z drugimi sistemi. Merila za omenjene sisteme so relativno ohlapna in omogočajo proizvajalcem opreme precej kreativnosti, podobno velja tudi za operaterje. Standardi, priporočila in direktive določajo le osnovne okvire za njihovo delovanje, regulatorji v posameznih državah pa morajo smiselno (dogovorno) postaviti okvirje za njihovo postavitev.

Trend razvoja komunikacij gre v vedno večjo širokopasovnost [51], potrebe po širokih frekvenčnih kanalih so vedno večje. To je potrebno zaradi vedno večjih zahtev po velikih prenosnih hitrostih, saj se količine prenesenih podatkov na časovno enoto eksponentno povečujejo. Pri analizi se je ugotovilo, da so dobro obdelana nižja frekvenčna območja (pod 5 GHz) delno tudi višja frekvenčna območja (nad 20 GHz), medtem ko je vmesno področje s stališča sobivanja sistemov relativno malo obdelano. Raziskava v okviru disertacije obdeluje sisteme BSS in MMDS, ki delujejo na frekvenčnem pasu okrog 12 GHz, ki s kanali širine 27 MHz in več spadajo v kategorijo širokopasovnih sistemov.

Navadno velja pravilo, da novi sistemi, ki prihajajo – kot tehnološka novost ali pa dobijo dovoljenje za delo na nekem frekvenčnem pasu – ne smejo motiti že obstoječih sistemov. Če se take motnje ugotovijo, se morajo novi sistemi prilagoditi ali odstraniti. Pri širokopasovnih sistemih so pomembni učinki, ki so podobni učinkom aditivnega belega Gaussovega šuma (ang. Additive White Gaussian Noise, AWGN) (v nadaljevanju *beli Gaussov šum*). Na splošno velja ugotovitev, da je treba za sisteme, ki imajo ozkopasovne sprejemnike velike občutljivosti, upoštevati večji zaščitni faktor kot navadno. Pri teoretičnih študijah [npr. 9, 11, 12] je iskanje zaščitnih parametrov podrejeno najslabši mogoči situaciji, ki jo še lahko predvidimo. Šele dejanske meritve lahko te parametre spremenijo, najpogosteje omilijo. Pomemben parameter pri iskanju možnega sobivanja je največja še dovoljena gostota pretoka moči motilnega sistema, da lahko drugi radiokomunikacijski sistem (žrtev) normalno deluje (glej **poglavje VII**).

## IV.1 VRSTE MOTENJ IN VPLIV NA MOTENI SISTEM

Vpliv enega sistema na drugega je odvisen od tehničnih lastnosti tega sistema in načina delovanja. Pomembna enota, ki pripomore k občutljivosti motenega sistema na motnje, je sprejemnik (**poglavje III.1.5**). Navadno je sokanalna motnja tista, ki prevladuje in povzroča največ težav. Sprejemniki so zgrajeni tako, da se odzovejo na določeno vrsto signala znotraj prednastavljenega frekvenčnega pasu. Na žalost pa se sprejemniki odzovejo tudi na neželene signale, ki imajo različne modulacije in frekvence. V študijah se navadno obravnavajo sokanalne motnje znotraj prepustnega pasu sprejemnika. Pri posebno občutljivih sprejemnikih je treba upoštevati tudi odpornost proti stranskim motnjam, sprejemnikovo zmanjšanje občutljivosti spredaj–zadaj in ne nazadnje tudi sprejemnikovo intermodulacijo.

Naslednji element, ki je neposredni sprejemnik motnje, je antena (**poglavje III.1.4**). Večina radijskih komunikacijskih sistemov uporablja tako vsesmerne kot usmerjene antene. Zato moramo zelo dobro poznati modele in njihove smerne diagrame. Upoštevati je treba glavni snop in stranske snope anten. Priporočila ITU in ETSI EN [33, 39, 41] opisujejo tipične antenske diagrame za različne radijske komunikacijske sisteme in za različne frekvenčne pasove. Ko obravnavamo usmerjene antene, moramo upoštevati njihove smerne diagrame. V primeru kratke razdalje med motilnim oddajnikom in motenim sprejemnikom moramo upoštevati tudi razmere, ki veljajo za bližnje ali daljno polje.

Motilni sistem lahko kot motnjo povzroči povečan šum ozadja sprejemnika nekega drugega radiokomunikacijskega sistema. Takšno povečanje šuma ozadja pomeni določeno degradacijo kakovosti storitve, ki se lahko odrazi kot zmanjšanje kapacitete, zmanjšanje pokrivanja ali poslabšanje kakovosti sprejema. Motnja se po navadi ne pojavi le zaradi povečane energije šuma, pač pa tudi zaradi sprememb statističnih lastnosti motilnega signala v sprejemniku žrtve. Pri obravnavi širokopasovnih motilnih

sistemov [11] predpostavljamo, da ima njihov signal kot motnja obliko belega Gaussovega šuma. To lahko preverimo na naslednje načine:

a) opravimo meritve, da preverimo parametra *C/I* in *I/N*;
b) upoštevamo tri možne učinke motenj za vsakega od primerov:
   – motnja je podobna belemu Gaussovemu šumu,
   – motnja je podobna nemoduliranemu signalu ali
   – motnja je podobna impulzu.

   V slednjih dveh primerih je potreben popravek za določen korekcijski faktor, imenovan *korekcijski faktor pasovne širine* $k_B$ (ang. Band Width Correction Factor, BWCF).

Če motilna naprava širokopasovnega sistema in druga motena naprava delujeta zelo blizu skupaj (nekaj metrov), lahko pričakujemo, da bo motilni oddajnik povzročal drugemu sistemu spremembo v bilanci zveze[5] (ang. Link Budget). Motnja, ki jo povzroča motilni oddajnik $I_{Tx}$ se bo prištela k šumnemu pragu sprejemnika $N_{spr}$, kar bo vplivalo na bilanco zveze in na kapaciteto motenega sistema. Bilanca zveze se pokvari za faktor, ki je enak razmerju z motnjo in brez motnje $I_{Tx}$

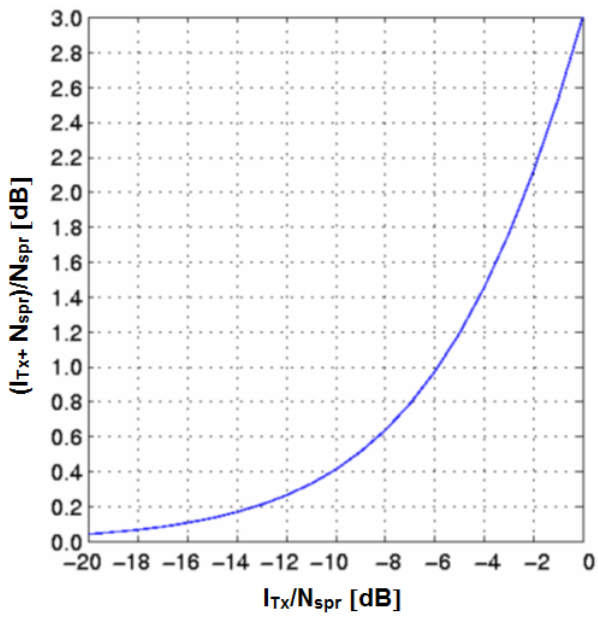
$$\frac{I_{Tx} + N_{spr}}{N_{spr}}. \qquad \text{(IV.1)}$$

To razmerje pomeni dvig šumnega praga sprejemnika zaradi prisotnosti motilnega signala. Oba parametra sta neodvisna od pasovne širine. $I_{Tx}$ in $N_{spr}$ lahko določimo za katero koli pasovno širino (po navadi je izbran 1 MHz). Veljata naslednji trditvi [11]:

– če je $I_{Tx} << N_{spr}$, ne bo nobenega vpliva na moteni sistem,
– če je $I_{Tx} \geq N_{spr}$, bo velik vpliv na bilanco zveze motenega sistema.

Kot primer predpostavimo, da je $I_{Tx} = N_{spr}$, kar poslabša bilanco zveze za 3 dB, in če je nivo motnje 6 dB pod šumnim pragom sprejemnika ($I_{Tx} = N_{spr}$ - 6dB), se bo bilanca zveze poslabšala za 1 dB (glej **sliko IV.1).** Potencialne motnje, ki povzročajo poslabšanje proračuna zveze za 1 do 3 dB, se v določenih primerih štejejo kot škodljive, ker lahko to pomeni izgubo pokrivanja za velik del območja.

[5] Bilanca zveze (ang. Link Budget) je splošno sprejeto merilo za opis razmer, ki jim je podvržen radijski signal na poti med oddajnikom in sprejemnikom. Zajema dobitek oddajne antene in dobitek sprejemne antene, slabljenje signala zaradi potovanja skozi prazen prostor, slabljenje signala zaradi odbojev, lomov na ovirah in drugo.




***Slika IV.1**: Dvig šuma sprejemnika $N_{spr}$ zaradi motnje $I_{Tx}$ [11]*

Če preuredimo enačbo (III.21), zapišemo lasten šum sprejemnika $N_{spr}$ (v dBm/MHz) kot vsoto termičnega šuma $N_t$ in šumnega števila $F_N$

$$N_{spr}^{(1)}\left[dBm/MHz\right] = N_t + F_N \,. \qquad \text{(IV.2)}$$

Za nivo termičnega šuma vzamemo: $N_t$=*-114 dBm/MHz*. Tipična vrednost šumnega števila $F_N$ terminalne postaje je okrog 9 dB (glej **poglavje III.1.5**) in fiksne postaje okrog 5 dB. Nizkocenovni sistemi imajo šumno število malo večje (> 10 dB). Tako je tipična vrednost lastnega šuma sprejemnika $N_{spr}$ terminalne postaje *-105 dBm/MHz* in fiksne (centralne, bazne) postaje *-109 dBm/MHz*.

Dopustno spektralno gostoto moči $P_{max}$ (v dBm/MHz) motilnega oddajnika na razdalji $d$ (v m) od sprejemnika žrtve izračunamo z izrazom

$$P_{\max}\left[dBm/MHz\right] = N_{spr} + \left(\frac{I_{Tx}}{N}\right) + L_d \,, \qquad \text{(IV.3)}$$

kjer je $N_{spr}$ lasten šum sprejemnika, $(I_{Tx}/N)$ dovoljeno razmerje na sprejemniku in $L_d$ slabljenje signala na poti. Če se signal širi le skozi prazen prostor, je $L_d = L_0$. Slabljenje signala pri širjenju skozi prazen prostor $L_0$ izračunamo z izrazom [36]

$$L_0\left[dB\right] = 20\log\left(\frac{4\pi}{\lambda}d\right) = 20\log\left(\frac{4\pi f}{c}d\right), \qquad \text{(IV.4)}$$

kjer je $\lambda$ valovna dolžina signala (v m) in $d$ razdalja (v m), ki jo prepotuje signal.

## IV.2 OPIS OKOLJA

### IV.2.1 PRENOSNI KANAL IN ŠIRJENJE SIGNALA V PROSTORU

Osnova za določanje pričakovanih motenj je dober opis prenosnega kanala, po katerem se signal širi. Le tako lahko določimo bilanco zveze in razdaljo pokrivanja, ki sta ključni za izdelavo študij sobivanja [3, 9, 11, 12, 19]. Pri vsaki oceni motenj gre za določitev slabljenja na prenosni poti med motilnim oddajnikom in motenim sprejemnikom. Glavni cilj pri izbiri primernega modela za širjenje signala je ta, da zajamemo tako slabljenje na poti kot vse lastnosti okolja, kjer bo sistem deloval. Obstoj pojava večsteznega razširjanja signala (z različnimi časovnimi zakasnitvami in amplitudami) poveča kompleksnost prostorsko in časovno spremenljivih prenosnih kanalov, kar omejuje lastnosti brezžičnih sistemov.

Pri širjenju signala naletimo na situacije, ki jih v grobem delimo na LoS (direktna vidljivost med oddajnikom in sprejemnikom) in NLoS (ni vidljivosti med oddajnikom in sprejemnikom) – temu primerna je tudi izbira modela širjenja signala [37]. Za študij sobivanja med različnimi sistemi ne moremo uporabiti enega samega modela širjenja signala. Razlog je predvsem v različnih postavitvah teh sistemov. Npr. fiksne zveze točka–točka delujejo na fiksnih lokacijah, po navadi visoko nad tlemi, kar omogoča direktno vidljivost (LoS). V Fresnelovi coni ne sme biti ovir, da se prenašani signal ne oslabi. Zelo verjetno je še, da bo centralna postaja širokopasovnega sistema tudi v direktni vidljivosti fiksnega sistema. Torej je v tem primeru uporaben model za *širjenje signala skozi prazen prostor* [36]. Uporabnost nekaterih sistemov, kot na primer sistemov za zbiranje elektronskih novic in zunanjo radiodifuzijo (ENG/OB), je dokaj posebna. Lahko je fiksna ali mobilna. Uporablja se za pokrivanje raznih dogodkov, ki so v različnih okoljih, torej je verjetno, da včasih ni direktne vidljivosti (NLoS) med sistemoma. Za obravnavo situacij brez direktne vidljivosti je na primer uporaben *Ercegov model širjenja signala* [14, 46], znan tudi kot model 802.16. Ta model se lahko uporabi tudi za druga frekvenčna območja. Za študij sobivanja med fiksnim sistemom in zemeljsko postajo sistema FSS se priporoča uporaba *modela ITU* [33]. Ta model upošteva različne mehanizme, kot je uklon in razpršitev v troposferi. Model je uporaben tudi za študije, ki so povezane z radijskim lociranjem. V **prilogi 5** so zbrana nekatera *Priporočila ITU-R, Serije P*, ki zajemajo informacije in metode za opis radijskega prenosnega kanala. Nekateri empirični modeli za opis prenosnega kanala so še model Okumura-Hata (uporaben v mobilnih komunikacijah, zunaj zgradb), model COST 231 – razširjen model Hata, model COST 231 – Walfish-Ikegami, model Stanford University Interim (SUI) in drugi. Vsak od njih je bi razvit za določen sistem in določen namen uporabe. V tej disertaciji uporabljam predvsem model širjenja signala v praznem prostoru in enonaklonski model širjenja signala, ki sta opisana v nadaljevanju.

Meritve sobivanja na prizemnih širokopasovnih sistemih [11] so pokazale, da je širokopasovni signal precej neobčutljiv tudi v okoljih z možnostjo večsteznega razširjanja. Sprejeti signal niha manj kot ±5 dB, če ga sprejema širokopasovni sprejemnik. Skoraj ni primerjave z ozkopasovnimi sistemi, kjer se lahko sprejeti signal spreminja celo od 20 do 30 dB. Vendar se morajo scenariji za proučevanje sobivanja, ki vključujejo tudi ozkopasovne sprejemnike, prilagajati lastnostim propagacije ozkopasovnih signalov.

Že opravljene raziskave [11] priporočajo uporabo dveh modelov (obravnavano v nadaljevanju poglavja) za računanje slabljenja na poti, t. i. *enonaklonske modele* in *dvonaklonske modele*, kjer sta dani dve enačbi, ena za področje pred in ena za področje po določeni točki preloma $d_t$. Oba modela kažeta bolj ali manj podobno odvisnost od eksponentnega člena v enačbi. V dvonaklonskih modelih ustreza prvi del enačbe (pred prelomno točko) situacijam z direktno vidljivostjo (LoS) in drugi del enačbe situacijam brez direktne vidljivosti (NLoS).

Glavni pojavi v prenosnem kanalu so:

- *dolgoročni pojavi* (slabljenje signala na poti): opisuje jih srednja moč signala kot funkcija razdalje na dani frekvenci. Slabljenje je postopno, sprejeta moč pada skoraj eksponentno;
- *srednjeročni pojavi* (senčenje, počasen presih signala): kažejo se v časovno in prostorsko spremenljivih parametrih, kot so senčenje zaradi zgradb ali podobnih večjih ovirah. Ti pojavi se opisujejo kot naključna nihanja z lognormalno porazdelitvijo s standardnim odklonom, ki je odvisen od lastnosti širjenja;
- *kratkoročni pojavi* (večstezno razširjanje, hiter presih signala): zajemajo trenutne spremembe moči sprejetega signala zaradi pojava večsteznega razširjanja in odbojev od premikajočih se objektov.

Glede na naravo obravnavanih širokopasovnih sistemov BSS in MMDS, ki so postavljeni na sorazmerno visokih točkah (prvi v geostacionarni orbiti) in drugi na oddajniških točkah z nadmorsko višino 1000 metrov ali več, lahko predpostavimo direktno vidljivost med oddajnikom in sprejemnikom – pri izračunih upoštevamo le dolgoročne pojave. Za prizemne sisteme, ki imajo oddajnike na relativno nizkih lokacijah in blizu sprejemnikom (razdalje od nekaj metrov do nekaj 100 metrov), pa moramo upoštevati tudi srednjeročne in kratkoročne pojave. Opisani pojavi se pojavljajo združeno in nekatere v normalnih pogojih težko opazimo.

Klasičen način za opis pojava širjenja signala v prostoru, ločeno od karakteristik sprejemnika in oddajnika, je, da čim boljše opišemo odziv kanala na enotin impulz. Kanal predstavlja več poti za širjenje signala, ki imajo realne pozitivne vrednosti $\{E_i\}$ in zakasnitve $\{\tau_i\}$, kjer je $i$ indeks posamezne poti ($i = 1, 2, \ldots, N$). Odziv kanala na enotin impulz je dan z enačbo

$$h(t) = \sum_{i}^{N} E_i(t) \cdot \delta(t - \tau(t)), \qquad \text{(IV.5)}$$

kjer je $\delta(t)$ Diracova funkcija delta.

Odziv kanala na enotin impulz opišemo kot vsoto $N$ razpršenih signalov $E_i(t)$ ($N$ je tipično med 6 in 20), ki prispejo do sprejemnika z različnimi časovnimi zakasnitvami. Vsak razpršeni signal $E_i(t)$ bo sam po sebi vsota številnih delnih valov $N_{val}$ ($N_{val}$ je teoretično neskončno, v simulacijah pa se omejimo na 100), kjer vsakega opiše amplituda $a_i$, faza $\varphi_i$, in vpadni kot $\alpha_i$ (relativno na smer gibanja uporabnika)

$$E_i'(t) = \sum_{k=0}^{N_{val}} a_{ik}(t) \cdot e^{j(\varphi_{ik} + \frac{2\pi}{\lambda} \cdot v \cdot t \cdot \cos\alpha_{ik})}, \qquad \text{(IV.6)}$$

kjer je $\lambda$ valovna dolžina signala. Vsota delnih valov $N_{val}$ je v vsakem trenutku dober pokazatelj kratkoročnih pojavov. Če k temu dodamo še pojav hitrega presiha, lahko predvidimo dolgo- in srednjeročno spremembo v jakosti signala na dani razdalji, kar zapišemo s slabljenjem $L_i$ (vključuje slabljenje na poti in senčenje) za vsak razpršeni delček signala

$$E_i(t) = L_i(t) \cdot E_i'(t). \qquad \text{(IV.7)}$$

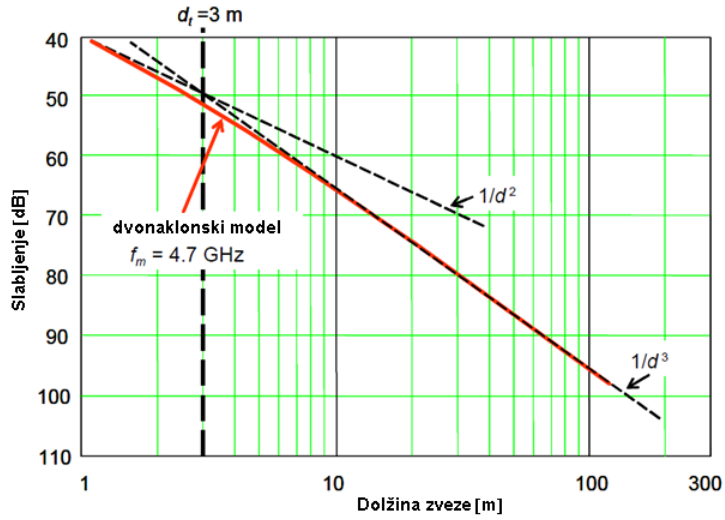
Preprosta analiza, ki jo navadno naredimo pri raziskavah sobivanja, se omejuje na dolgoročno povprečno slabljenje signala na dani razdalji. Povprečna sprejeta moč, na katero vpliva senčenje in večstezno razširjanje, se z razdaljo spreminja eksponentno. Različne študije [11] so za izračun slabljenja pri širjenju signala uporabile dva modela, enonaklonski model – enačba (IV.11) in dvonaklonski model – enačba (IV.8). Teoretični model za širokopasovne signale v okolju z možnostjo večsteznega razširjanja ima v osnovi obnašanje vrste $1/d^2$ – krogelno valovanje. Po razdalji $d_t$ od oddajnika (imenujemo jo točka preloma) ima signal zaradi razpršitve energije, ki je posledica večsteznega razširjanja, obnašanje vrste $1/d^{(\gamma-2)}$. Pri širjenju naprej dobi obliko $1/d^{\gamma}$. $\gamma$ je parameter, ki določa lastnosti širjenja valovanja. Skupni *dvonaklonski model širjenja signala* je zapisan z enačbo za slabljenje na propagacijski poti $L_d^{(1)}$ (v dB) na razdalji $d$ (v m) od oddajnika

$$L_d^{(1)}[dB] = -10\log\left\{\left[\frac{c}{4\pi d f_m}\right]^2 \left[1 - e^{-(\frac{d_t}{d})^{\gamma-2}}\right]\right\}; \qquad d \geq d_t, \qquad \text{(IV.8)}$$

$$f_m = \sqrt{f_{\min} \cdot f_{\max}}. \qquad \text{(IV.9)}$$

$f_m$ je geometrijska srednja frekvenca širokopasovnega signala, kjer sta $f_{min}$ in $f_{max}$ mejni frekvenci (-10 dB) spektra širokopasovnega signala. $c$ je hitrost širjenja signala (svetlobna hitrost), $d_t$ je prelomna točka, v kateri se spremeni naklon krivulje slabljenja (do te točke velja slabljenje v praznem prostoru – enačba (IV.4)) in $\gamma$ predstavlja naklon krivulje slabljenja višjega reda.

**Slika IV.2** prikazuje primer dvonaklonskega modela za frekvenco $f_m$ = 4,7 GHz in $\gamma$ = 3 za točko preloma na razdalji $d_t$ = 3 m.




***Slika IV.2:*** *Primer dvonaklonskega modela [11] širjenja širokopasovnega signala v okolju z večsteznim razširjanjem pri srednji frekvenci širokopasovnega signala $f_m$ = 4,7 GHz in točko preloma $d_t$ = 3 m. Rdeča krivulja opisuje obnašanje slabljenja $L_d^{(1)}$(v dB) na razdalji d (v m) od oddajnika širokopasovnega signala.*

Za običajno analizo je dvonaklonski model preveč kompleksen, zato v praksi računamo slabljenje na poti po poenostavljenem *enonaklonskem modelu*. Skupno slabljenje $L_d^{(2)}$ na razdalji $d$ (brez upoštevanja senčenja) zapišemo z enačbo

$$L_d^{(2)}[dB] = L_0 + 10\gamma \log(\frac{d}{d_0}); \qquad d \geq d_0 \qquad \text{(IV.10)}$$

$\gamma$ predstavlja obnašanje slabljenja na poti in je odvisen od delovne frekvence, višine anten in okolja, v katerem se signal širi. $L_0$ je slabljenje v praznem prostoru v točki $d_0$ ($d_0 = d_t$) in ga zapišemo z enačbo (IV.4).

Kadar ni direktne vidljivosti (NLoS), razširimo enačbo (IV.10) za slabljenje na prenosni poti z dodatnim parametrom $L_S$, ki predstavlja slabljenje zaradi senčenja. Dobimo enačbo

$$L_d^{(3)}[dB] = L_0 + 10\gamma \log(\frac{d}{d_0}) + L_S; \qquad d \geq d_0, \qquad \text{(IV.11)}$$

kjer je $L_S$ je presih zaradi senčenja signala na ovirah, ki ga opišemo z Gaussovo lognormalno naključno spremenljivko s standardnim odklonom.

Slabljenje na poti je frekvenčno odvisno. V ozkopasovnih sistemih je sprejeta moč skoraj povsem enaka v celotnem pasu signala. Širokopasovni signali pa lahko zasedejo cele dekade frekvenčnega pasu, kar pomeni, da ima lahko frekvenčna odvisnost pomemben učinek v primeru širjenja takšnega signala. Po drugi strani pa se frekvenčna odvisnost pri širjenju širokopasovnega signala pojavi pravzaprav zaradi vpliva antene in ne zaradi slabljenja na poti. Zaključimo torej, da se model širjenja signala, ki je zapisan z enačbo (IV.11), lahko uporablja tako za ozkopasovne kot za širokopasovne signale.

V študijah, ki so bile opravljene v Združenih državah Amerike in Evropi [11] kažeta oba modela (enonaklonski in dvonaklonski) precej podobno odvisnost od eksponentnega parametra $\gamma$. To pripišemo dejstvu, da je pri dvonaklonskih modelih propagacija pred točko preloma $d_t$ povezana z direktno vidljivostjo (LoS), propagacija po točki preloma pa s pogoji brez direktne vidljivosti (NLoS). S primerjavo rezultatov omenjenih študij v različnih pogojih širjenja signala lahko z ustreznim modeliranjem posameznih parametrov ($\gamma$, $d_t$, $L_s$) uporabimo enotni enonaklonski model. V **tabeli IV.1** so za različna okolja in specifične situacije zapisane vrednosti parametrov enačbe (IV.11) za slabljenje na poti širokopasovnega signala. Temeljijo na številnih študijah [11] in veljajo za kratke razdalje (do 15 m).

| **Okolje** | $\gamma$ | **$L_0$ ($d_0$) [dB]** | **$d_0$ ($d_t$) [m]** | **$L_S$ [dB]** |
|---|---|---|---|---|
| **Znotraj zgradb** (stanovanja) | | | | |
| -vidljivost | ~1,7 | | 1 | 1,5 |
| -ni vidljivosti | 3,5-5 | | 1 | 2,7-4 |
| -zelo zaprto | ≥7 | | 1 | 4 |
| **Znotraj zgradb** (poslovne zgradbe) | | | | |
| -vidljivost | ~1,5 | $20\log(4\pi d_0/\lambda)$ | 1 | 0,3-4 |
| -ni vidljivosti | 2,5-4 | | 1 | 1,2-4 |
| -zelo zaprto | 4-7,5 | | 1 | ≥4 |
| **Zunaj zgradb** | | | | |
| -vidljivost | ~2 | | 1 | 0,5-1 |
| -ni vidljivosti | 3-4 | | 1 | <3 |

***Tabela IV.1:*** *Predlog parametrov [11] za izračun slabljenja signala širokopasovnega sistema. Primerni so za oceno sobivanja širokopasovnih sistemov, ki so postavljeni blizu skupaj (do 15 m) in delujejo na frekvenčnih pasovih od 1 do 10 GHz.*

Pri obravnavi sobivanja znotraj zgradb, moramo k izračunu slabljenja dodati še parameter, ki upošteva slabljenje zgradb (**tabela IV.2**). Slabljenje je frekvenčno odvisno. Vrednosti slabljenja zgradbe so zbrane iz različnih študij in poročil ITU-R in ECC [11].

| **Frekvenčni pas** | **Slabljenje pri prehodu signala skozi stene v zgradbi** |
|---|---|
| Pod 1 GHz (okrog 400 MHz) | 5 dB |
| 1,2-1,6 GHz | 9 dB |
| 2,0 GHz | 12 dB |
| 5,0 GHz | 17 dB |
| Okrog 10 GHz | 17 dB |

***Tabela IV.2:*** *Slabljenje signalov različnih frekvenc pri prehodu skozi stene zgradbe [11]*

### IV.2.2 ERCEGOV MODEL ŠIRJENJA SIGNALA

Ta model je uporaben za izračun slabljenja signala tam, kjer ni direktne vidljivosti med sistemi (NLoS) in za večje razdalje (> 100 m). Predvsem je uporaben, ker upošteva tudi model terena. Ercegov model širjenja signala [14] je zapisan z naslednjo enačbo

$$L_d^{(4)} = L_0 + 10 \cdot \gamma \cdot \log_{10}(d/d_0) + k_f + k_h; \qquad d \geq d_0, \tag{IV.12}$$

kjer je

$$d_0 = 100m, \tag{IV.13}$$

$$\gamma = a - b \cdot h_b + c/h_b, \tag{IV.14}$$

$$k_f = 6 \cdot \log \frac{f[MHz]}{1900}, \tag{IV.15}$$

$$k_h = K \cdot \log \frac{h}{2}; \qquad K = \begin{cases} -10{,}7 & Model\ A\ in\ B \\ -20{,}0 & Model\ C \end{cases}. \tag{IV.16}$$

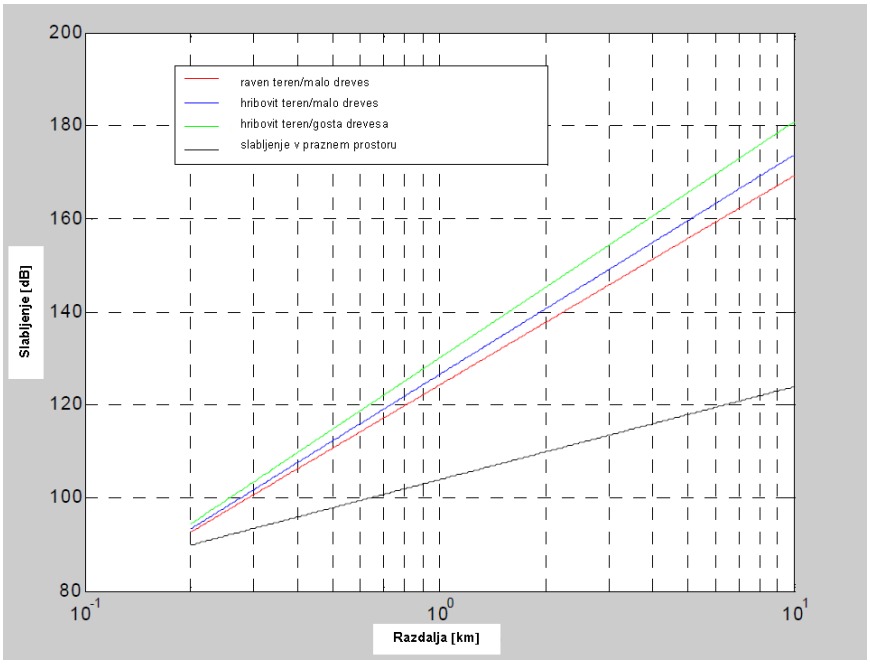
$L_0$ je slabljenje v praznem prostoru na razdalji $d_0$ (izračunamo z enačbo (IV.4)), $\gamma$ je parameter, ki opisuje obnašanje slabljenja na poti, $h_b$ je višina antene centralne postaje širokopasovnega sistema (za veljavnost modela mora biti $h_b$ med 10 in 80 m), $k_f$ je korekcijski faktor za prilagoditev Ercegovega modela frekvenci $f$ obravnavanega signala, $k_h$ je korekcijski faktor za popravljanje višine sprejemne antene in $h$ je višina

antene terminalne postaje (za veljavnost modela mora biti *h* med 2 in 8 m). Ostali parametri so zapisani v **tabeli IV.3**, odvisni pa so od vrste terena, po katerem se signal širi.

| **Vrsta terena** | | | |
|---|---|---|---|
| **Parameter** | Model A<br>Hribovit teren, zmerno do močno poraščen z gozdom | Model B<br>Ravninski teren, zmerno do močno poraščen z gozdom | Model C<br>Ravninski teren, z redkimi drevesi |
| A | 4,6 | 4,0 | 3,6 |
| B | 0,0075 | 0,0065 | 0,0050 |
| C | 12,6 | 17,1 | 20,0 |

***Tabela IV.3:*** *Parametri za različne modele terena za izračun slabljenja signala v prostoru po Ercegovem modelu [14]*

**Slika IV.3** prikazuje razliko med slabljenjem signala v praznem prostoru in slabljenjem, izračunanem po Ercegovimem modelu za različne modele terena [14]. Za krivulje na sliki so višine anten $h_b = 20\ m$ in $h = 8\ m$. Za različne vrste terena ima parameter $\gamma$ naslednje vrednosti: 4,5 za model C, 4,725 za model B in 5,08 za model A.




***Slika IV.3****: Ercegov model širjenja signala [14]. Slika prikazuje slabljenje signala $L_d^{(4)}$ v odvisnosti od razdalje d in vrste terena.*

Ercegov model lahko uporabimo pri ugotavljanju sobivanja med sosednjimi prizemnimi sistemi MMDS, ki delujejo na nižjih oddajnih točkah.

### IV.2.3 MODEL TERENA

Pri teoretičnih obravnavah sobivanja sistemov na Zemlji je navadno model terena izpuščen. Če obravnavamo sisteme, ki imajo naprave (antene) na visokih lokacijah, upoštevanje modela terena ni potrebno. Za sisteme, ki so postavljeni na nižjih lokacijah ali/in razgibanem terenu, pa ima upoštevanje topologije terena velik pomen, saj v praksi omogoča, da sistemi nemoteno sobivajo tudi na krajših medsebojnih razdaljah (znotraj varnostnega območja). Za obravnavo sobivanja v našem primeru (BSS in MMDS), kjer imamo tudi zemeljske oddajnike na relativno visokih točkah, upoštevanje modela terena ni potrebno.

## IV.3 METODE ZA OCENO MOTENJ

Za obravnavo medsebojnih motenj lahko uporabimo naslednje metode [9]:

1. *Metoda najslabšega mogočega primera*. Iščemo mejno gostoto pretoka moči na geografskih mejah, kjer se ponovno uporablja isti frekvenčni pas. Ta metoda je uporabna za določanje motenj med dvema fiksnima oddajnima postajama dveh sistemov (npr. fiksni brezžični sistemi). Rezultat metode so takšni parametri za postavitev sistema, ki zagotavljajo motnje pod sprejemljivo mejo.
2. *Verjetnost pojava nekega motilnega scenarija*. Ta metoda je primerna za določanje motenj med fiksno postajo in terminalnimi postajami v sosednjih frekvenčnih pasovih. Najprimernejša je za podeželje in direktno vidljivost (LoS). Pri tej metodi določamo verjetnost, da operater postavi vsaj en terminal v področje z motnjami. Ta metoda obravnava diskriminacijo sprejemnika zunaj želenega frekvenčnega pasu tako, da ostane verjetnost motenj pod določeno vrednostjo.
3. *Simulacija Monte Carlo* [56]. Uporablja se za določanje razmerja med kumulativno distribucijsko funkcijo in razmerjem *C/N*. Ta metoda je uporabna za določanje motenj med fiksno postajo in terminalnimi postajami v sosednjih frekvenčnih pasovih, urbanih naseljih in pretežno situacijah brez direktne vidljivosti (NLoS). Uporabna je tudi za določanje motenj med terminalno postajo in fiksno postajo, ki delujeta v sosednjih frekvenčnih pasovih. Kumulativna distribucijska funkcija, ki jo dobimo s simulacijo Monte Carlo na velikem številu testnih terminalnih postaj in za določeno opremo, anteno in model širjenja signala, je

determinirana kot verjetnost, da bo determiran odstotek teh testov pokazal, da bo razmerje *C/N* na centralni postaji motenega sistema preseglo vnaprej postavljeno mejo.

Z zgoraj opisanimi metodami lahko determiramo verjetnost za pojav motenj med sistemi. Iz teh rezultatov se naredi ocena za potrebno frekvenčno in/ali geografsko ločitev med sistemi za še sprejemljivo raven motenj. Absolutno natančnih priporočil pa ni mogoče podati, ker je zelo težko oblikovati povsem pravilen model vpliva zgradb in terena. Za oceno sobivanja sistemov BSS in MMDS uporabimo metodo najslabšega možnega primera, ki jo ustrezno popravimo z opravljenimi rezultati meritev (glej **poglavji VI in VII**).

Če želimo postaviti sistem brez koordinacije med operaterji ali posredovanja regulatorja, lahko uporabimo enega od naslednjih načinov [9]:

- Upoštevamo determinirano stopnjo izolacije med jakostjo motilega signala v sosednjem frekvenčnem pasu in na tem pasu delujočim motenim sprejemnikom. Pri tem moramo poznati *občutljivost sprejemnika*. Izolacijo dobimo z determiniranim *varovalnim pasom* (ustrezen frekvenčni zamik) in/ali z *omejitvijo efektivne sevane moči* (EIRP).
- Upoštevamo navadno vnaprej predpisano *masko gostote sevane moči na robu frekvenčnega pasu*. Ta metoda se uporablja za neposredno omejevanje gostote sevane moči v sosednjem frekvenčnem pasu, za oceno največje motnje med dvema fiksnima postajama, za oceno motnje, ki jo fiksna postaja povzroča terminalni postaji, in za oceno motnje, ki jo povzroča terminalna postaja fiksni postaji.

Pri oceni sobivanja sistemov BSS in MMDS je po determiniranih ITU [29] v uporabi drugi način, ki pa po teoretični analizi (**poglavje III.3** in **poglavje VI.2.5**) in rezultatih meritev (**poglavje VII**) determira prevelik zaščitni faktor.

## IV.4 KRITERIJI ZA OCENO SOBIVANJA

Kriteriji za sobivanje sistemov na istem frekvenčnem območju so odvisni od strukture omrežij in posebnih zahtev po njihovem delovanju. Zato se za različne sisteme uporabijo različni kriteriji, ki so navadno povezani z nivojem motenj. V **prilogi 1** so zbrani kriteriji, ki veljajo za sobivanje nekaterih izbranih sistemov in širokopasovnih sistemov [11].

Za motnjo se šteje, da je prisotna, ko presega ali minimalni nivo želenega signala na sprejemni anteni minus zahtevano razmerje *C/N* na vhodu v sprejemnik ali prag občutljivosti sprejemnika. V praksi je prvi pogoj bolj strog.

### IV.4.1 OCENA ZAŠČITNE RAZDALJE

S primerno prostorsko ločitvijo dveh sistemov zmanjšamo motnje na sprejemljivo raven. V prvem koraku postopka za oceno zaščitne razdalje [11] izračunamo *minimalno sklopno slabljenje (ang. Minimum Coupling Loss, MCL)*. Odvisno je od občutljivosti sprejemnika in zahtevanega razmerja *(C/N)* sprejemnika žrtve na sprejemni strani in sevane moči motilnega oddajnika na oddajni strani

$$L_{MC}[dB] = P_{Tx} + 10\log B_{Rx} - P_{Rx} + (C/N)\,, \qquad \text{(IV.17)}$$

kjer je $P_{Tx}$ sevana moč motilnega oddajnika v frekvenčnem pasu žrtve (v dBm/MHz), $B_{RX}$ pasovna širina sprejemnika oziroma njegovega selektivnega filtra (v MHz), $P_{Rx}$ občutljivost sprejemnika žrtve (v dBm/MHz) in *C/N* razmerje nosilni signal/motnja na sprejemniku žrtve (dB). V drugem koraku pretvorimo minimalno sklopno slabljenje v zaščitno razdaljo *d* z uporabo ustreznega modela širjenja signala.

Ta metoda je uporabna pri ugotavljanju sobivanja sosednjih prizemnih sistemov MMDS, za obravnavo sobivanja sistemov BSS in MMDS pa ne pride v poštev.

### IV.4.2 OCENA NAJVEČJE DOPUSTNE SEVANE MOČI

V tem primeru računamo največjo dopustno sevano moč (EIRP) kot funkcijo razdalje med oddajnikom motilnega sistema in sprejemnikom drugega sistema. V pomoč je lahko analiza iz [11, 50, 52]. *Največjo dopustno EIRP* določimo z enačbo

$$EIRP_{\max}[dBm/B_{REF}] = I_{\max} - k_B - G_{Rx}(\theta) + L_d + L_k\,, \qquad \text{(IV.18)}$$

kjer je

$$k_B[dB] = -10\cdot\log(B_{Tx}/B_{Rx}). \qquad \text{(IV.19)}$$

$EIRP_{max}$ je največja dopustna EIRP motilnega oddajnika (v dBm) v referenčnem kanalu $B_{REF}$ (običajno 1 MHz), $I_{max}$ največji dovoljen nivo motnje na vhodu sprejemnika (v dBm/$B_{REF}$), $k_B$ je korekcijski faktor za prilagoditev pasovne širine (korekcija se upošteva, če je kanal motilnega signala ($B_{Tx}$) širši od kanala žrtve ($B_{Rx}$), drugače je vrednost korekcije enaka nič), $G_{Rx}(\theta)$ je dobitek sprejemne antene motene naprave v smeri motilnega oddajnika (v dBi), $L_d$ je slabljenje signala med oddajno anteno in sprejemno anteno (v dB) in $L_k$ je slabljenje med sprejemnikovo anteno in vhodom sprejemnika (v dB).

V prvem koraku določimo *največji dopusten nivo motnje na sprejemniku* $I_{max}$. To zahteva poznavanje zaščitnega kriterija za moteni sistem. Na splošno so zaščitni kriteriji določeni z izrazi povprečnega (ali vršnega) razmerja *I/N*

$$I_{\max}\left[dBm\right] = (I/N) + N_{spr}, \qquad \text{(IV.20)}$$

kjer je *I/N* priporočeno razmerje motnja/šum (v dB) na medfrekvenčnem izhodu sprejemnika, ki je potrebno, da ohranimo sprejemljive lastnosti sprejemnika in $N_{spr}$ sprejemnikov lasten nivo šuma (v dBm) na medfrekvenčnem izhodu sprejemnika glede na njegov vhod. Za znano pasovno širino sprejemnika in šumno temperaturo preuredimo enačbo (III.21) in *sprejemnikov lasten nivo šuma* zapišemo z enačbo

$$N_{spr}^{(2)}\left[dBm\right] = 10\log(k_0 \cdot T_0 \cdot B_{Rx}) = -198{,}6 + 10\log T_0 + 10\log B_{Rx} \quad , \qquad \text{(IV.21)}$$

kjer je $k_0$ Boltzmanova konstanta, $T_0$ šumna temperatura sistema (v $^{o}$K) in $B_{Rx}$ pasovna širina sprejemnika (v Hz).

Pri izračunih so privzete naslednje predpostavke:

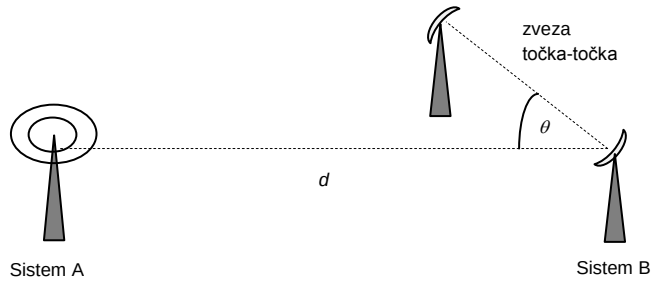
- sprejemna antena motenega sistema je izotropna (dobitek 0 dBi),
- oddajnik motilnega sistema oddaja z določeno močjo (EIRP) v referenčnem pasu ($B_{Tx}$),
- med oddajnikom in sprejemnikom ni ovir.

Če ima sprejemnik žrtve pasovno širino ($B_{Rx}$) drugačno od referenčne širine motilnega oddajnika ($B_{Tx}$), moramo v drugem koraku izbrati še primeren korekcijski faktor $k_B$ [11], ki normalizira povprečni (ali vršni) nivo moči na 1 MHz. Predpostavimo tudi, da motilna naprava oddaja enakomerno na celotnem pasu motenega sprejemnika.

Ta metoda je uporabna za ugotavljanje sobivanja tako sosednjih prizemnih sistemov MMDS kot sistemov MMDS in BSS in je uporabljena v **poglavjih VI** in **VII**.

### IV.4.3 OCENA RAZMERJA I/N

V tem primeru računamo razmerje *I/N* in ga primerjamo s priporočenim razmerjem *I/N* na strani motenega sprejemnika. V prvem primeru vzamemo, da veljajo pogoji direktne vidljivosti (LoS) in upoštevamo model širjenja signala v praznem prostoru [30]. Kot primer sta vzeta motilni širokopasovni oddajnik (sistem A) in moteni sistem točka–točka (sistem B). Geometrija je prikazana na **sliki IV.4**.




***Slika IV.4:*** *Geometrija za ugotavljanje sobivanja, ko imamo direktno vidljivost (LoS) med sistemoma*

Tako za širokopasovne sisteme kot za zveze točka–točka (pogoji direktne vidljivosti) je priporočeno razmerje *I/N = -10 dB* [12]. Nivo motnje *I (dBm)* dobimo z oceno vrednosti motilnega signala, ki pade v frekvenčni pas (kanal) sprejemnika motenega sistema. To velja tako za primer sokanalnih kot sosednjekanalnih motenj. Razmerje *I/N* izračunamo iz naslednje enačbe

$$\frac{I}{N}[dB] = P_{Tx} + L_{maska(\Delta f)} + G_{Tx} + G_{Rx}(\theta) - L_0 - N_{spr} + k_B\,, \qquad \text{(IV.22)}$$

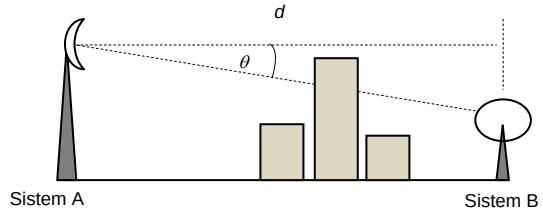
kjer je $P_{Tx}$ oddajna moč motilnega oddajnika (v dBm), $L_{maska(\Delta f)}$ pomeni potrebno slabljenje na sosednji frekvenci zaradi upoštevanja postavljene maske ($\Delta f$ je razmik med signaloma motilnega oddajnika in žrtve), $G_{Tx}$ je dobitek antene motilnega oddajnika (v dB), $G_{Rx}$ je dobitek antene motenega sistema (v dB) v smeri motilnega oddajnika, $L_0$ je slabljenje (v dB) zaradi širjenja signala v praznem prostoru, ki ga izračunamo po enačbi (IV.4) in $N_{spr}$ je nivo lastnega šuma sprejemnika. $k_B$ je korekcijski faktor zaradi razlike v širini kanala (korekcija se upošteva, če je kanal motilnega oddajnika ($B_{Tx}$) širši od kanala žrtve ($B_{Rx}$), drugače je vrednost korekcije enaka nič).

$N_{spr}$ je nivo lastnega šuma sprejemnika motenega sistema, ki mu je dodana korekcija zaradi morebitne razlike v pasovni širini sprejemnika in oddajnika

$$N_{spr}^{(3)}[dBm] = N_t + F_N + 10\log(B_{Rx})\,. \qquad \text{(IV.23)}$$

$F_N$ je šumno število sprejemnika, ki je za sprejemnik centralne postaje širokopasovnega sistema 5 dB in za sprejemnik terminalne postaje širokopasovnega sistema 7 dB [12]. $B_{Rx}$ je širina pasu motenega sprejemnika in $N_t$ je nivo termičnega šuma, ki je približno -114 dBm/MHz.

Ko ugotavljamo razmerje *I/N*, kjer ni direktne vidljivosti (NLoS) med sistemoma (**slika IV.5**), izberemo drug model širjenja signala. Model, ki se v zadnjem času veliko uporablja, je Ercegov model širjenja signala (glej **poglavje IV.2.2**). Ta se uporabi na primer na sistemih za zbiranje elektronskih novic in zunanjo radiodifuzijo (ENG/OB), ki temeljijo na tehnologiji OFDM in delujejo po standardu DVB-T [23]. Za te sisteme je priporočeno razmerje I/N = -6 dB in šumno število 5 dB [12].




***Slika IV.5:*** *Geometrija za ugotavljanje sobivanja, ko ni direktne vidljivosti (NLoS) med sistemoma*

Tretji primer obravnave sobivanja je s sistemi, ki nimajo enake širine kanalov. To so na primer fiksni satelitski sistemi (FSS), kjer je lahko v katerem koli delu dodeljenega frekvenčnega pasu uporabljena katera koli širina kanala, od 4 kHz pa vse do 72 MHz. S tipičnimi podatki za širokopasovne sisteme in fiksne satelitske sisteme lahko določimo območje (razdalja *d*) okrog zemeljske postaje fiksnega satelitskega sistema, kjer bo pod običajnimi pogoji, a brez upoštevanja modela terena, centralna postaja širokopasovnega sistema generirala tako motnjo, da bo zahtevano razmerje *I/N* enako na primer -10 dB. Če upoštevamo še model terena, se lahko zaščitna razdalja zmanjša (zaradi prisotnosti različnih objektov) ali pa poveča (zaradi večjega območja direktne vidljivosti, če je ena od postaj postavljena na primer na hribu). Če želimo upoštevati model terena, se uporabi model širjenja signala po ITU [33].

Ta metoda je uporabna, ko želimo preveriti vpliv nekega novega sistema (npr. MMDS) na sprejemnike obstoječega sistema (npr. BSS), katerih lastnosti že poznamo. Uporabljena je bila tudi pri meritvah, opravljenih v okviru te disertacije (glej **poglavje VII.2.1**).

## IV.5 NAČINI SOBIVANJA

V tem poglavju sta obravnavana dva načina mogočega sobivanja [9]:

1. Sobivanje na istem ali delno prekrivajočem se geografskem območju, a na sosednjih frekvenčnih pasovih.
2. Sobivanje na istem frekvenčnem pasu, a na dveh sosednjih geografskih območjih.

### IV.5.1 ISTO GEOGRAFSKO OBMOČJE POKRIVANJA, SOSEDNJA FREKVENČNA PASOVA

Pomembni parametri, ki jih obravnavamo v takem primeru, so mejne vrednosti BER na sprejemniku, izhodna moč oddajnika in razmerje *C/N*. Tako ti podatki niso odvisni od uporabljene tehnologije, čeprav moramo za določanje tipične velikosti geografskega pokrivanja upoštevati tudi uporabljeno modulacijo.

Za določitev potencialnih motenj moramo poznati velikost območja pokrivanja v različnih pogojih širjenja signala. Znani sta dve tipični situaciji:

- Situacija 1: direktna vidljivost (LoS) (navadno na podeželju),
- Situacija 2: ni direktne vidljivosti (NLoS) (navadno v urbanem naselju).

V prvi situaciji določa velikost celice slabljenje v praznem prostoru, omejeno s šumom, in Rayleighov presih s popravkom zaradi pojava sferičnega uklona. V drugi situaciji, kjer so prisotne visoke zgradbe in uporabljamo terminale tudi znotraj zgradb, je prisotno močno senčenje zaradi zgradb in slabljenje zaradi

sten. Za modeliranje širjenja signala se lahko uporabi kateri koli model [npr. 26], ki predvideva hitro spreminjajoče se večkratne odboje signala.

### SITUACIJA 1: DIREKTNA VIDLJIVOST (LOS)

Privzamemo relativno raven teren, brez večjih ovir. Model širjenja signala je model za prazen prostor. Največji doseg pokrivanja (*d*) izračunamo iz bilance zveze (v dB)

$$G_S + G_{CS} + G_{TS} = L_0 + L_U + L_{FM}\,, \qquad \text{(IV.24)}$$

kjer je $G_S$ dobitek sistema (v dB) (razlika med izhodno močjo oddajnika in pragom sprejemnika pri nekem BER, npr. $1\text{x}10^{-6}$), $G_{CS}$ je dobitek antene centralne postaje (v dB), $G_{TS}$ je dobitek antene terminalne postaje (v dB), $L_0$ je slabljenje zaradi širjenja signala v praznem prostoru (v dB), $L_U$ je sferično uklonsko slabljenje (v dB) (to slabljenje je dobro opisano v priporočilu ITU-R Rec. P.562 in je odvisno od višine anten postaj nad tlemi) in $L_{FM}$ je slabljenje zaradi presiha (v dB), ki je potrebno za določanje letne razpoložljivosti.

$L_0$ izračunamo po enačbi (IV.4). $L_{FM}$ ocenimo po [30], ki obravnava tako območja z globokim presihom kot območja s plitkim presihom. Za potrebe tega izračuna privzamemo, da je prisoten ali globok presih ali 10 dB, kar je večje. 10 dB naj bi bila vrednost, ki omogoča primerno delovanje v normalnih pogojih praznega prostora. Če zanemarimo valovanje na kratkih razdaljah, ki se pojavi zaradi odbojev v ravninskem modelu Zemlje, se sferično uklonsko slabljenje $L_U$ izračuna z izrazom

$$L_U\left[dB\right] = \begin{cases} 0 & ; \quad d < d_0 \\ 1{,}3 \cdot (d - d_0); & d \geq d_0 \end{cases}. \qquad \text{(IV.25)}$$

$d_0$ (v km) je točka, kjer je celotno slabljenje enako le slabljenju v praznem prostoru ($L_U = 0$), potem pa začne slabljenje zaradi sferičnega uklona $L_U$ pomembno rasti. Točka $d_0$ je odvisna od višine anten oddajnika centralne postaje in višin terminalov.

V tem primeru dobimo gotovo največje zaščitne razdalje med sistemoma.

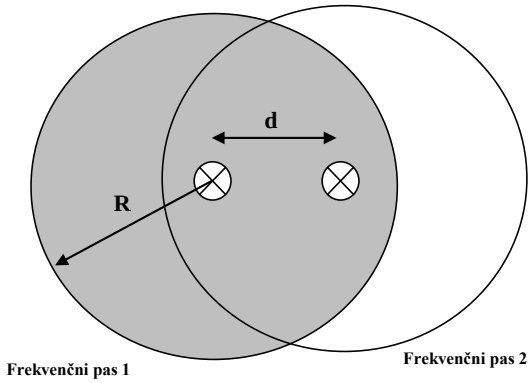
### SITUACIJA 2: NI DIREKTNE VIDLJIVOSTI (NLOS)

Za urbana naselja ne obstaja usklajen model ITU. Uporaben pa je lahko model [26], ki ga je sprejela organizacija IEEE. Slabljenje na poti $L_d$ je seštevek slabljenja v praznem prostoru ($L_0$) in dodatnega slabljenja zaradi lokalno slabih pogojev ali manjših dobitkov anten. V primerih brez direktne vidljivosti (NLoS) lahko uporabimo enačbo (IV.11), ki upošteva slabljenje zaradi senčenja $L_S$ (tipično med 8 in 10 dB). Referenčno slabljenje na poti $L_0$ na razdalji $d_0$ od oddajnika (navadno je $d_0$ = 100 m, ker

predpostavimo, da na širjenje signala bliže 100 m bolj vplivajo drugi nepredvidljivi dejavniki, kot so na primer odboji) dobimo običajno s terenskimi meritvami.

Sobivanje različnih celic, ki delujeta na sosednjih frekvenčnih pasovih, je mogoče, če je dovolj velika izolacija med motilnim oddajnikom ene celice in motenim sprejmnikom druge celice. Potrebno izolacijo dobimo z upoštevanjem ustrezne *maske za gostoto sevane moči na robu bloka*, ki jo predpiše regulator ali standardizacijska ustanova. Uporabimo torej tehnološko nevtralen pristop. Ta koncept, ki je tesno povezan z diskriminacijo sprejemnika, dejansko upošteva vse prispevke zaradi opreme/anten in je najprimernejši za okolje, kjer lastnosti sistema niso znane vnaprej.

Na **sliki IV.6** je prikazan običajen primer, ko dve centralni postaji pokrivata skoraj isto območje, delujeta pa na dveh različnih frekvenčnih pasovih.




***Slika IV.6:*** *Motnje med dvema fiksnima centralnima postajama [9]*

Motnje, ki si jih postaji povzročata, so še posebno nevarne, ko sta centralni postaji v nasprotnem načinu delovanja (Tx/Rx). Pri sistemih, ki delujejo v načinu FDD, bo to ves čas, če pa vsaj en sistem deluje v načinu TDD, potem bodo motnje prisotne malo manj časa. Resnični interval motenj se bo spreminjal, saj oddajna in sprejemna perioda obeh centralnih postaj nista sinhronizirani. V najslabšem možnem primeru predpostavljamo, da sta centralni postaji obrnjeni ena proti drugi in je med njima direktna vidljivost (LoS). Predpostavimo tudi, da so dogodki oslabitve signala povsem nekorelirani, na višjih frekvencah (kot v našem primeru) pa moramo upoštevati tudi faktor oslabitve signala zaradi dežja. Če je razdalja med sistemoma dovolj majhna, računamo efektivno sevano moč (EIRP) le za širjenje signala v praznem prostoru. Tako lahko izključimo sferični uklon in če sta oddajnika obeh sistemov na relativno visokih lokacijah, celo v urbanem okolju. V tem primeru je povprečno slabljenje na poti podobno ali višje kot slabljenje zaradi širjenja signala v praznem prostoru.

Za sisteme v urbanih naseljih je analiza z upoštevanjem direktne vidljivosti (LoS) absolutno najslabša možna situacija. V naseljih dodatno slabljenje zaradi senčenja ni zanemarljivo in z uporabo primernega

modela za širjenje signala, ko ni direktne vidljivosti (NLoS) [npr. 26] lahko zajamemo tudi to. Ocena, narejena na osnovi takega modela, nam da bolj natančne rezultate.

V zaključku lahko rečemo, da je smiselna uporaba samo ene maske za dodeljen frekvenčni pas, brez ločevanja med urbanim naseljem in podeželjem. Postavljena meja za sevano moč zunaj dodeljenega frekvenčnega pasu je primerna za zagotavljanje sobivanja tako centralnih in terminalnih postaj kot samih centralnih postaj. V tem poglavju opisane metode uporabimo v situacijah, ko prizemni sistemi MMDS delujejo na istem geografskem območju (in sosednjih frekvenčnih pasovih). Te situacije so v Sloveniji precej redke, lahko pa jih uporabimo za načrtovanje novih sistemov, brez posredovanja regulatorja.

### IV.5.2 SOSEDNJI GEOGRAFSKI OBMOČJI, ISTI FREKVENČNI PAS

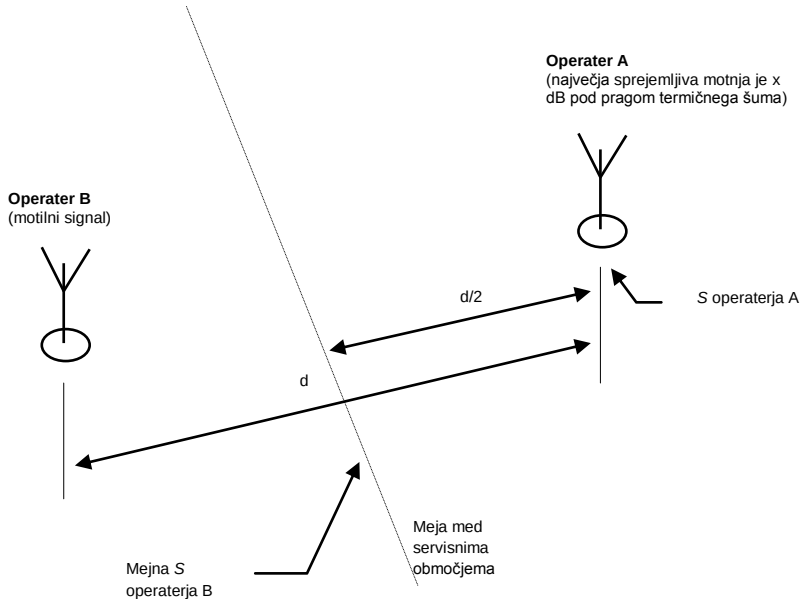
V tem delu je poudarek na priporočilih za koordinacijo med operaterji, ki bi delovali na istem frekvenčnem pasu in na sosednjih geografskih območjih. Ta priporočila temeljijo na *gostotah pretoka moči S* (ang. Power Flux Density, PFD) (običajno v dBW/MHz/m$^2$), ki ne smejo biti presežene na mejah servisnih območij. Mejne gostote pretoka moči so tesno povezane s potrebno razdaljo za koordinacijo. To je razdalja od meje servisnega območja, znotraj katere morajo biti vse oddajne postaje koordinirane z operaterji s sosednjih območij.

Kot primer je navedena metodologija [9] za frekvence okrog 40 GHz, z ustreznimi popravki pa je uporabna tudi pri nižjih frekvencah. Upoštevano je tudi slabljenje zaradi sferičnega uklona kot funkcija višine antene. Zaradi relativno velikega polmera prve Fresnelove cone in tipične horizontalne usmerjenosti anten fiksnih brezžičnih sistemov ima slabljenje zaradi sferičnega uklona pomembno vlogo pri določanju območja in gostote pretoka moči za ugotavljanje sobivanja med sistemi. Fiksni brezžični sistemi točka–več točk [40] zaradi visokih oddajnih lokacij pokrivajo relativno ravno območje in imamo pretežno direktno vidljivost (LoS). Tako se uporablja znani model širjenja signala za prazen prostor. Ugotovitve tega poglavja so naslednje:

- Oddajnike centralnih postaj moramo koordinirati, ko gostota pretoka moči na meji servisnega območja preseže določeno mejno vrednost.
- Zaradi prispevka sferičnega uklona sta razdalja za koordinacijo in gostota pretoka moči na meji močno odvisni od višine oddajne in sprejemne antene.
- Za terminalne postaje, ki imajo podobne lastnosti kot centralne postaje (razen nižjih lokacij anten) veljajo podobne ugotovitve.
- Metodologija, uporabljena v tem primeru, je uporabna tudi za koordinacijo s sistemi FSS [37, 38].

Za določitev mejne vrednosti gostote pretoka moči *S* predpostavimo, da imamo en motilni sistem, direktno vidljivost brez ovir in direktno pot med motilnim in motenim sistemom (žrtvijo). Iz tako dobljene mejne *S*

lahko izpeljemo največjo razdaljo za koordinacijo. Za mejno *S*, ki jo izračunamo, lahko s statistično analizo Monte Carlo preverimo njeno veljavnost tudi za okolje z več motnjami [9]. Splošen postopek za določitev mejne *S* na meji servisnih območij dveh operaterjev, ki uporabljata isti frekvenčni pas, je prikazan na **sliki IV.7**.




***Slika IV.7:*** *Določanje mejne gostote pretoka moči na geografski meji servisnih območij dveh sosednjih operaterjev [9]*

Če poznamo sevano moč motilne centralne postaje (EIRP), lahko minimalno razdaljo med dvema centralnima postajama (*d*) izpeljemo iz enačbe za bilanco zveze. Če naj bodo razmere za oba operaterja enake, potem morata oba postaviti svoje oddajnike vsaj *d/2* kilometrov od meje sosednjega servisnega območja. Moč motilnega signala ($P_{Rx}$), ki ga povzroča centralna postaja na razdalji *d/2,* je

$$P_{Rx}\left[dBm\right] = EIRP_{Tx} - L_0 - L_U + G_{Rx}\,, \qquad \text{(IV.26)}$$

$$S\left[dBW/m^2\right] = P_{Rx} - A_e\,, \qquad \text{(IV.27)}$$

kjer je $A_e$ efektivna odprtina sprejemne antene in se jo izračuna po enačbi (III.16), $L_0$ je slabljenje signala v praznem prostoru (na razdalji *d/2*), ki se ga izračuna po enačbi (IV.4), $L_U$ je sferično uklonsko slabljenje (na razdalji *d/2*), ki ga določimo iz enačbe (IV.25) in je odvisno od višine anten obeh centralnih postaj. $G_{Rx}$ je dobitek antene sprejemnega sistema.

Ločitvena razdalja med centralnima postajama je odvisna v glavnem od slabljenja zaradi sferičnega uklona. Pomembna je vsota višin sprejemne in oddajne antene. Razdaljo do meje (*d/2*) lahko določimo z začetno predpostavko, da ima sosednji operater antene na enaki višini. Operater B, ki pozna višino svojega stolpa in sevano moč EIRP, bo skrbel za svojo minimalno polovično razdaljo $(d_{min}/2)_B$ ob predpostavki, da deluje sosednji operater A na isti višini. Če ima zdaj operater A anteno višje ali nižje, bo razlika do

razdalje *d* uravnotežena z njegovo lastno polovično razdaljo $(d_{min}/2)_A$. Nižje kot so postavljene antene, večja so slabljenja zaradi uklona in vsa ostala slabljenja zaradi ovir, kot so zgradbe, drevesa in drugo. Vse to zmanjšuje verjetnost pojava najslabšega možnega primera. Blizu mej servisnih območij se torej priporoča čim nižja postavitev anten.

Medtem ko je višina anten, ki vpliva na minimalno ločitveno razdaljo, 'samoregulatorna' in nam ni treba poznati višine anten sosednjega operaterja, pri določanju EIRP nimamo takšnega mehanizma. Dokler operater B vzdržuje EIRP na dovolj nizki ravni, je krajša tudi minimalna razdalja *d* in oddajna postaja je lahko postavljena tudi bliže meji brez potrebne koordinacije in tveganja, da bi povzročala neželene motnje operaterju A. To velja, dokler operater A uporablja isto ali manjšo moč EIRP za oceno svoje minimalne razdalje $(d_{min})_A$. Če to ni res, bo sprejemnik operaterja B preblizu meji in bo deležen nekaterih motenj. Torej velja, da mora biti minimalna oddajna moč (EIRP) za oceno gostote pretoka moči vnaprej znana in dogovorjena.

Razdalja med centralnima postajama, kjer je potrebna koordinacija, je odvisna od višine anten obeh centralnih postaj in efektivnih sevanih moči $EIRP_{Tx}$. Operater mora glede na svojo največjo sevano moč $EIRP_{Tx}$,višino svoje oddajne antene in predpostavko, da je antena sosednjega oddajnika na najvišji možni točki, narediti naslednje:

- določiti minimalno razdaljo *d*,
- preveriti, da gostota pretoka moči na meji servisnega območja (*d/2*) ne presega mejnih vrednosti.

Centralna postaja je lahko postavljena tudi bliže kot *d/2* od meje servisnega območja, le gostota pretoka moči na meji ne sme biti večja od tiste, ki bi jo dosegli na poti brez ovir z oddajnikom, ki usmerjeno seva isto EIRP. V nekaterih primerih bodo nacionalni regulatorji verjetno omejili tako sevano moč $EIRP_{Tx}$ kot višino anten centralnih postaj (samodejno se zmanjša največja razdalja za koordinacijo) ali pa bodo določili potrebne naklone anten, če je določena višina presežena. Na krajših razdaljah do meje bo verjetno potrebna dodatna zaščita v obliki zmanjšane EIRP v smeri proti meji ali drugačna zaščita v obliki naravnih ali umetnih ovir.

V zaključku lahko rečemo, da je v primeru, ko dva operaterja uporabljata isti frekvenčni pas na sosednjih geografskih območjih, koordinacija potrebna za vsak oddajnik. Opisan način koordinacije je primeren predvsem za znane lokacije oddajnikov centralnih postaj, kjer lahko sosednja operaterja s poznavanjem svojega sistema in sistema drugega operaterja sama regulirata parametre, ki vplivajo na EIRP (moč oddajnika, izvedbo in postavitev antene …).

## IV.6 SCENARIJI POSTAVITVE SISTEMOV ZA NEMOTENO SOBIVANJE

Za nemoteno sobivanje sistemov obstaja več pristopov za njihovo postavitev, ki se nanašajo predvsem na regulatorje. V nadaljevanju so predlagani naslednji:

1. Scenarij postavitve po metodi najslabšega mogočega primera

Teoretično najbolj učinkovit način ocenjevanja varovalnih pasov je obravnava vsakega primera posebej. To pomeni za nacionalne regulatorje, da že v pripravljalni fazi obravnavajo dejansko obnašanje sistema, načrtovan obseg pokrivanja, lokacije zbirnih točk, strukturo celic in načine načrtovanja vseh operaterjev na nekem območju. Če upoštevamo še terminalne postaje, potem naenkrat dobimo preveliko število spremenljivk, tako da je metoda praktično uporabna le za obravnavo motenj med fiksnimi postajami – *ocenjujemo razmerje I/N*.

2. Vpeljava vnaprej določenega varovalnega pasu

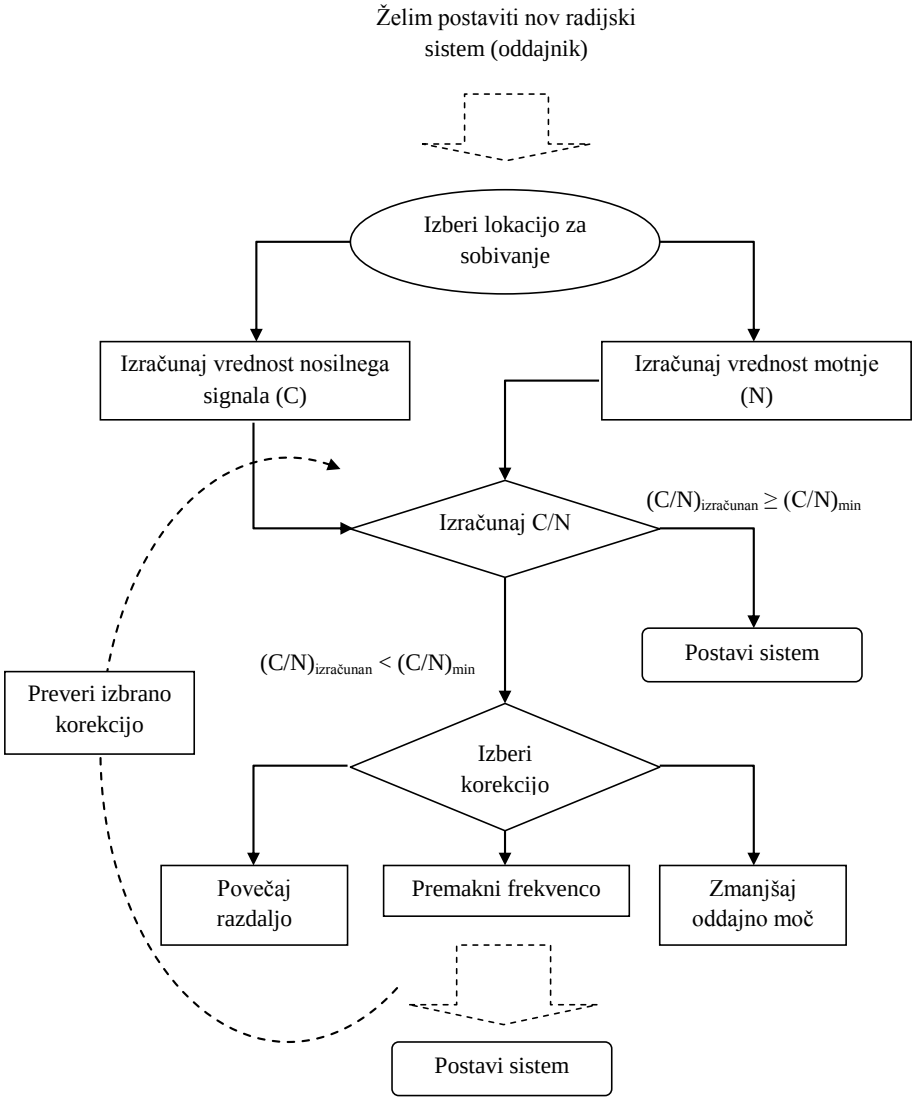
V tem primeru mora nacionalni regulator zagotoviti obema operaterjema in uporabnikom takšno okolje, ki bo imelo še sprejemljive motnje. Verjetno je, da bodo *varovalne pasove* določali sistemi s širšim pasom, kar pomeni, da je ta metoda primernejša za tehnologije z majhnimi razlikami (v razmiku med kanali, diskriminaciji filtra, vrsti modulacije). Ta pristop omejuje učinkovito izrabo spektra, ki jo omogoča razvoj tehnike, torej se ga ne priporoča, kot preferenčni model pa je uporaben za načrtovanje sistemov MMDS.

3. Vpeljava maske za gostoto sevane moči na robu frekvenčnega pasu

Ta pristop vpeljuje dodatne omejitve gostote sevane moči, kar omogoča operaterjem *delovanje v povprečju brez motenj*. V tem primeru mora biti varovalni pas vključen v dodeljene frekvenčne pasove – pasovi morajo biti ustrezno širši. Tako zagotavljajo okolje brez motenj mejne vrednosti gostote sevane moči, ki jih postavi regulator. Te vrednosti so ocenjene za povprečno najslabši mogoč primer pojava motenj. Pri tem pristopu lahko operater uporablja dodeljen frekvenčni pas tako, kot mu to omogoča oprema in dejanska sevana moč na meji dodeljenega frekvenčnega pasu. Metoda je najbolj primerna, ko se uporabljajo zelo različne tehnologije. *Maska gostote sevane moči na robu frekvenčnega pasu* mora biti oblikovana na podlagi sprejemljivega povečanja šumnega praga sprejemnika zaradi motnje, ki jo povzroča sistem, ki deluje na sosednjem frekvenčnem pasu. Tako je treba poznati le tipično šumno število motenega sprejemnika in dobitek antene. Metoda je tako precej neodvisna od standardov ETSI in je uporabna za pasove, ki nimajo fiksne razporeditve kanalov (kot je primer pri sistemih BSS in tudi MMDS).

## IV.7 DOLOČITEV POGOJEV ZA SOBIVANJE

V nadaljevanju je opisan potek preverjanja možnosti za sobivanje dveh sistemov in izbira rešitve (**slika IV.8**). Osnovno merilo kakovosti delovanja vsakega digitalnega sistema je pogostnost bitne napake na sprejemniku BER. Ta je v znanem odnosu do razmerja *C/N*, ki pa ga lahko merimo ali računamo. Vsak sistem ima (glede na uporabljeno modulacijo, stopnjo kodiranja in druge parametre) priporočeno neko minimalno vrednost *C/N* na sprejemniku, da sistem kakovostno deluje v določenem odstotku časa.




***Slika IV.8:*** *Postopek za koordinirano sobivanje sistemov*

Če je izračunano razmerje *C/N* večje ali enako od minimalno zahtevanega, dodatna koordinacija ni potrebna in lahko postavimo nov (potencialno 'motilni') sistem. Če je razmerje *C/N* manjše od dovoljenega, pa izberemo eno od predlaganih možnosti:

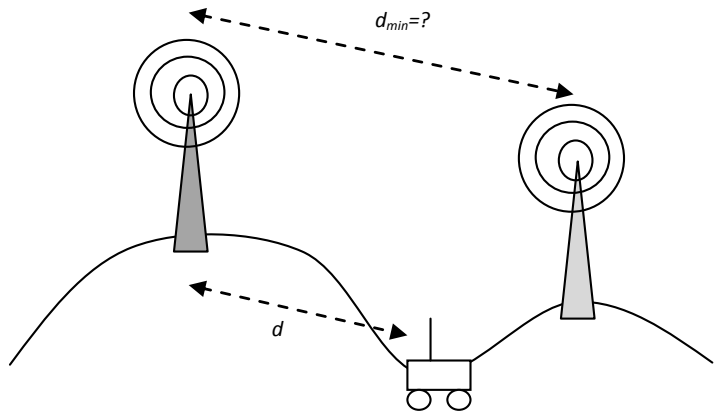
a. povečamo razdaljo med sistemoma,
b. premaknemo frekvenco (motilnega) signala,
c. zmanjšamo oddajno moč (motilnega) oddajnika.

Po izvedeni korekciji – izračunamo ali izmerimo vrednosti po postopkih, ki so opisani v tem dokumentu – ponovno preverimo razmerje *C/N*. Ko končno velja, da je to razmerje enako ali večje od minimalnega, postavimo sistem. Drugače smiselno izberemo drugo korekcijo. Opisani postopek se lahko uporabi tudi pri koordinaciji postavitve povsem novih sistemov. V tem primeru se izvajajo koordinirane prilagoditve pri obeh (ali več) sistemih.

### IV.7.1 DOLOČITEV RAZDALJE MED SISTEMOMA

Določiti moramo minimalno zaščitno razdaljo $d_{min}$ med sistemoma (**slika IV.9**). Postopek poteka tako, da najprej iz priporočil ali mejne občutljivosti sprejemnika ali drugače [53] določimo največjo vrednost spektralne gostote pretoka moči $S_{max}$ *(v dBW/m²/MHz)*. To je največja vrednost signala na mestu sprejemnika drugega sistema, da ga prvi sistem ne bo motil (razmerje *C/N* bo dovolj veliko).

Če imamo na razpolago merilni sistem in že delujoč sistem, lahko z ustreznim merilnim sistemom izmerimo največjo dovoljeno spektralno gostoto moči $P_{max}$ *(v dBm/MHz)* na mestu in na razdalji $d_{min}$ *(v m)*, ki ustreza mejni spektralni gostoti pretoka moči $S_{max}$. Lahko pa izmerimo spektralno gostoto moči na neki razdalji *d* od delujočega oddajnika in izračunamo minimalno zaščitno razdaljo $d_{min}$.




***Slika IV.9:*** *Razdalja med sistemoma, da delujeta brez motenj*

Iz podatka za efektivno površino antene $A_e$ (dB), slabljenja priključnega kabla $L_k$ (v dB) in spektralne gostote pretoka moči $S_{max}$ izračunamo največjo dovoljeno spektralno gostoto moči $P_{max}$

$$P_{\max}\left[dBm/MHz\right] = 10\log A_e + S_{\max} - L_k\,. \qquad \text{(IV.28)}$$

Za izračun posameznih delov enačbe (IV.28) uporabimo enačbe iz **poglavja IV.4** in **IV.5**.

Poenostavljen model za izračun slabljenja signala pri širjenju skozi prostor izhaja iz enačbe (IV.10). Ker računamo le razliko, je enačba skrajno poenostavljenega modela

$$\Delta L[dB] = 10\gamma \log(\frac{d_{\min}}{d}); \qquad d \geq d_{\min} . \tag{IV.29}$$

$\gamma$ je konstanta, odvisna od poseljenosti in vrste okolja (za urbano okolje je $\gamma = 3{,}5$, za odprt prostor je $\gamma = 2{,}5$). Iz te enačbe izračunamo minimalno razdaljo $d_{min}$ med sistemoma.

Drugi način za določanje minimalne razdalje med sistemoma $d_{min}$ pa je prek poznavanja šumnega praga sprejemnika in določanja najvišje sprejemljive jakosti motnje na vhodu sprejemnika. Da motnja ne bo presegla največje dovoljene vrednosti, morata biti želeni in motilni sistem dovolj narazen. Za določanje minimalne razdalje med želenim in motilnim sistemom izhajamo iz enačbe (IV.18) za določitev dopustne sevane moči oziroma sprejemljive jakosti motnje na sprejemniku, ki se preurejena glasi

$$L_d[dB] \geq EIRP_{\max} - I_{\max} + G_{Rx} - L_k , \tag{IV.30}$$

kjer je $EIRP_{max}$ največja sevana moč motilnega oddajnika, $I_{max}$ največja sprejemljiva jakost zunanje motnje na sprejemniku, $G_{Rx}$ dobitek antene sprejemne postaje in $L_k$ slabljenje na kablu med anteno in sprejemnikom motene postaje.

Iz enačbe za slabljenje v praznem prostoru (IV.4) in enačbe (IV.30) izpeljemo minimalno razdaljo $d_{min}$ med sistemoma

$$d_{\min} = 10^{\left(\frac{L_d - 20\log(\frac{4\pi}{\lambda})}{20}\right)}, \tag{IV.31}$$

kjer je $L_d$ skupno slabljenje na poti in $\lambda$ valovna dolžina signala.

Pri računanju jakosti želenega ali motilnega signala je zelo pomembna izbira pravega modela širjenja signala.

### IV.7.2 DOLOČITEV ODDAJNE MOČI

Če poznamo lastnosti oddajnega sistema (moč oddajnika, slabljenje napajalnih kablov, dobitek oddajne antene ...), lahko izračunamo gostoto pretoka moči $S$ na poljubnih razdaljah $d$ od oddajnika. Prav tako pa lahko iz iste enačbe in mejne vrednosti gostote pretoka moči izračunamo največjo dopustno oddajno moč $P_{max}$ oziroma $\mathrm{EIRP}_{\max}$. Enačba je naslednja

$$S[W/m^2] = \frac{EIRP_{\max}}{4\pi \cdot d^2} . \tag{IV.32}$$

*EIRP* je efektivna sevana moč (v W), ki upošteva dobitek antene ($EIRP = P_{max} \cdot G$), *d* pa razdalja med oddajnikom in neko točko v okolici (v m). Ta enačba velja tako za prizemne sisteme (npr. MMDS) kot za satelitske sisteme (npr. BSS). V obeh primerih moramo upoštevati še dodatno slabljenje zaradi dežja. Navadno se gostota pretoka moči podaja v $dBW/m^2$ v določeni širini kanala (MHz).

### IV.7.3 IZBIRA (PREMIK) FREKVENCE

Z izbiro primernega frekvenčnega zamika med dvema sosednjima sistemoma lahko pridobimo največ [3, 49]. V tem primeru sta oddajnika lahko relativno blizu skupaj, njuni območji pokrivanja pa se lahko prekrivata. Ta zamik ima še posebej veliko težo pri širokopasovnih sistemih. Frekvenčni zamik je odvisen od širine kanala obeh sistemov. Od velikosti zamika je odvisna tudi prilagoditev ostalih parametrov (npr. oddajne moči motilnega oddajnika). V nadaljevanju te disertacije (**poglavje VII**) je koristnost frekvenčnega zamika dokazana z meritvami.

## IV.8 ZAKLJUČNE UGOTOVITVE

Za zagotavljanje nemotenega sobivanja med fiksnimi postajami in/ali terminalnimi postajami, ki so postavljene relativno blizu skupaj (od nekaj 100 m do nekaj 10 km) veljajo naslednje ugotovitve [9]:

- Stroge omejitve so potrebne le za fiksne postaje, zaščitni faktorji, ki veljajo za terminalne postaje so manj strogi in se z uporabo usmerjenih anten še zmanjšajo.
- Višina antene centralne postaje ima pomemben vpliv na koordiniranje razdalje za ponovno uporabo frekvenčnega pasu. Če višina antene centralne postaje ni omejena že kot pogoj v podeljeni licenci, je skoraj nemogoče predvideti, na kateri razdalji se lahko isti frekvenčni pas ponovno uporabi.
- Pri sobivanju sistemov ima pomembno vlogo smerni diagram terminalne postaje. Bolj kot je antena terminalne postaje usmerjena, manjše so zahteve do diskriminacije sprejemnika ali do EIRP.

Če predpostavimo scenarij s sosednjimi frekvenčnimi pasovi in istim območjem pokrivanja, mora proces podeljevanja frekvenc zagotavljati nadzor nad motnjami. Emisije enega operaterja v frekvenčni pas drugega morajo biti nadzorovane. To se lahko naredi na dva načina: z dodelitvijo *varovalnih pasov med operaterji* ali z določitvijo *maske za gostoto sevane moči na robu frekvenčnega bloka*.

Splošne ugotovitve pri analizi sobivanja ekstremno širokopasovnih sistemov [11] z drugimi sistemi kažejo naslednje:

- Dovoljene vrednosti oddajnih moči širokopasovnih sistemov rastejo s frekvenco. Razlika med dovoljeno močjo pri 10 GHz in 200 MHz je okrog 20 dB.
- Če moteni radijski komunikacijski sistem deluje le na prostem (npr. FS, FSS, BSS ...), določa mejno gostoto močnostnega spektra stopnja povečanja šuma zaradi skupnih motenj, ki jih povzroča več širokopasovnih oddajnikov. Če pa moteni sistem deluje tudi znotraj zgradb (npr. DVB-T), potem postane najbližji širokopasovni oddajnik tisti, ki predstavlja pomembno motnjo, vpliv ostalih lahko zanemarimo.
- Za zadostno zaščito drugih sistemov pred širokopasovnimi sistemi moramo določiti povprečno (ali vršno) mejno gostoto močnostnega spektra. Pri tem predpostavljamo, da imajo motnje obliko belega Gaussovega šuma.
- Splošna ugotovitev je, da sistemi, ki uporabljajo ozkopasovne sprejemnike z visoko občutljivostjo, zahtevajo več zaščite.

Za tehnološko nevtralno uporabo sistemov na omenjenih frekvencah in postavitev brez koordinacije, bi morala priporočila vsebovati določene kontrolne parametre, kot so EIRP in podobne. Za zdaj večina priporočil še vedno predvideva koncept na osnovi koordinirane postavitve (npr. podeljevanje licenc s predpisanimi parametri).

Končne ugotovitve analize sobivanja širokopasovnih sistemov in drugih obstoječih sistemov [12, 26, 27, 60] so naslednje:

- *Sobivanje širokopasovnih sistemov in fiksnih zvez točka–točka.* Analiza je pokazala, da lahko ti sistemi sobivajo, če je med njimi določen frekvenčni razmik. Ta je odvisen od lastnostih sistemov, potrebna pa je tudi koordinacija med centralno postajo širokopasovnega sistema in sistemom točka–točka. Delitev kanala ni mogoča na istem geografskem območju. V postopku koordinacije mora biti zagotovljeno, da ni delujočega širokopasovnega sistema v glavnem snopu sistema točka–točka in da je razdalja med sistemoma takšna, da so motnje med terminalnimi postajami širokopasovnega sistema in sistemom točka–točka omejene.
- *Sobivanje širokopasovnih sistemov in sistemov za zbiranje elektronskih novic in zunanjo radiodifuzijo (ENG/OB).* Rezultat raziskave je, da je potreben določen frekvenčni razmik med sistemi. Motnje, ki jih povzročajo sistemi ENG/OB širokopasovnim sistemom, so manjše kot obratno. Vpliv terminalne postaje širokopasovnega sistema na sistem ENG/OB je minimalen, zato je potreben relativno majhen zaščitni interval. Če naj bi sistema ENG/OB in širokopasovni sistem delovala blizu skupaj (manj kot kilometer), je frekvenčni razmik zelo pomemben, ko pa se razdalja poveča (več kot 5 kilometrov) se zmanjša pomembnost frekvenčnega razmika.
- *Sobivanje širokopasovnih sistemov in fiksnih satelitskih sistemov (FSS).* V Evropi je postavljenih kar nekaj zemeljskih postaj sistemov FSS, še posebno tistih, ki delujejo na frekvencah nad 3,7

GHz. Varnostna razdalja do zemeljske postaje sistema FS je odvisna od vrste in lastnosti širokopasovnega sistema. Ugotovitve kažejo, da je sobivanje na razdaljah, krajših od zahtevane varnostne razdalje, navadno mogoče zaradi ugodnosti, ki jih prinašajo razgibanost terena in naravne ter umetne ovire na poti širjenja signala. Ravno zato, ker je mogoče delovanje centralnih postaj širokopasovnih sistemov tudi znotraj varnostnega območja, je potrebna ločena obravnava posameznih primerov. Varnostne cone določajo le priporočene razdalje in območja.

Terminalna postaja širokopasovnega sistema (majhna oddajna moč, vsesmerne antene) ima na splošno manj vpliva kot centralna postaja. Raziskave so pokazale, da je pri koordinaciji dovolj le upoštevanje lastnosti centralne postaje, da bo mogoče sobivanje tudi terminalnih postaj širokopasovnih sistemov z drugimi sistemi. V urbanih območjih, kjer je prisotno dodatno slabljenje zaradi širjenja signala med zgradbami, je to pravilo še bolj prisotno. V primerih, ko deluje postaja širokopasovnega sistema na sosednjem frekvenčnem pasu od zemeljske postaje sistema FSS, moramo določiti varnostno razdaljo, da se izognemo možnemu nelinearnemu delovanju ali celo nasičenju LNB-jev (ang. Low Noise Block) sprejemnikov zemeljskih postaj.

Končne ugotovitve so, da morajo nacionalni regulatorji, ko se odločajo o postavljanju širokopasovnih omrežij, preveriti stanje glede uporabe frekvenc na prizadetem območju in preveriti, ali je potrebna koordinacija z obstoječimi uporabniki. Najbolj korekten način je obravnava vsakega primera posebej.

# V. DIGITALNI SISTEMI NA ISTEM FREKVENČNEM PASU IN OBMOČJU POKRIVANJA

Digitalnih signalov, ki delujejo na istem frekvenčnem pasu je kar nekaj, vendar v tem primeru delujejo na različnih geografskih območjih. Primerov sistemov, ki pa bi hkrati delovali na istem frekvenčnem pasu in istem geografskem območju ter s teoretično povsem enakimi parametri oddanega signala, v svetu ni veliko. Eno od odločitev, s katero je to mogoče, je naredila Mednarodna telekomunikacijska zveza ITU s sprejetjem pravilnika o radijskih komunikacijah *ITU RR* [28], v katerem je določila frekvenčni pas, kjer naj bi delovali tako satelitski kot zemeljski distribucijski sistemi. Na svetovni radijski konferenci WRC leta 2000 je dodelila isti frekvenčni pas tako satelitskim kot prizemnim sistemom. Regiji 1 ITU, kamor spada Evropa, je bil dodeljen frekvenčni pas med 11,7 in 12,5 GHz. Slovenija je to določilo sprejela v svoj pravni red [61]. V **tabeli V.1** je izvleček iz *Priloge A* tega akta.

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| 11,70 – 12,50 GHz | FIKSNA<br>RADIODIFUZNA<br>RADIODIFUZNA SATELITSKA<br>MOBILNA razen zrakoplovne mobilne<br><br>5.487, 5.487A, 5.492 | | Radiodifuzno satelitska<br>ITU RR AP30<br>ITU RR AP30B<br>ITU-R BO.1213<br>Fiksna: MMDS:<br>ETS 300 748<br>Mobilna satelitska:<br>SIT<br>PrRFbrezODRF<br><br>ERC/DEC/(00)08<br>ROES<br>PrRFbrezODRF | Priporočeni nadomestni radiofrekvenčni pas za MMDS v 2,5GHz.<br>MMDS sistemi ne smejo ovirati delovanja satelitskih storitev (BSS) |

***Tabela V.1:*** *Izvleček iz Akta o načrtu razporeditve radijskih frekvenc (UL RS št.10/2006, Priloga A) [61]*

Danes sobivajo v Sloveniji na tem frekvenčnem pasu večkanalni večtočkovni distribucijski sistemi (MMDS) in radiodifuzni satelitski sistemi (BSS). Teoretično imajo ti sistemi lahko nastavljene enake oddajno/sprejemne parametre in delujejo na povsem enakem geografskem območju. Na tem mestu obravnavam samo tiste satelitske sisteme [6, 7, 31], ki so pomembni za izdelavo disertacije. To so satelitski sistemi za oddajanje televizijskih, radijskih in podatkovnih signalov, ki so pozicionirani v geostacionarni orbiti. Geostacionarna oziroma geosinhrona orbita je na višni približno 38.000 kilometrov nad ekvatorjem. Sateliti so na tej orbiti razporejeni od približno 30 stopinj zahodno do 53 stopinj vzhodno.

Frekvenčno področje satelitov, pomembnih za obravnavo, je od 10,70 do 12,75 GHz. To je spodnji del pasu Ku, ki se razteza med 10 in 18 GHz.

V grobem ločimo med dvema vrstama satelitov: BSS (ang. Broadcasting Satellite System) in FSS (ang. Fixed Services Satellite). Sateliti tipa BSS so komunikacijski sateliti, ki so namenjeni sprejemu z majhnimi sprejemnimi antenami premera od 45 do 60 cm. V to skupino spadajo t. i. sateliti DTH (ang. Direct-To-Home), ki so namenjeni oddaji komercialnih televizijskih programov in radijskih signalov. Sateliti vrste FSS delujejo v pasu C (med 4 in 8 GHz) in zgornji polovici pasu Ku. Le-ti se uporabljajo za napajanje televizijskih mrež in postaj, uporabljajo pa se tudi za učenje na daljavo v šolah in na univerzah (predvsem v ZDA), za videokonference in podobno. Sateliti FSS oddajajo z nižjo močjo in posledično zahtevajo uporabo večjih sprejemnih anten (120 do 240 cm za pas Ku in do 500 cm za pas C). Kljub določenim omejitvam satelite te vrste še vedno uporabljajo na primer CNN, The Weather Channel, HBO, in drugi. Pomembni tehnični parametri sistemov BSS in MMDS so podani v **tabeli V.2**, podrobnejše lastnosti obeh sistemov pa so zajete v standardih ETSI [16, 17, 18, 19].

| **Parameter** | **BSS** | **MMDS** |
|---|---|---|
| Frekvenčni pas | 11,70–12,50 GHz | |
| Polarizacija | horizontalna, vertikalna | |
| Modulacija | QPSK | |
| Format signala | MPEG-2 (MPEG-4) | |
| Simbolna hitrost | 20,000, 22,000, 27,500 (tipično), 28,000, 29,900 … MS/s | |
| Kodno razmerje | 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8 | |
| Standard | DVB-S | |
| Razmik med kanali | 19,18 MHz (38,36 MHz – ista polarizacija) | |
| Širina kanala | 24, 33 (tipično), 36, 47 ali 50 MHz | |
| Oddajna moč (ERP) | 40 do 53 dBW | 0 do 10 dBW |
| Razdalja med sprejemnikom in oddajnikom | 38.000 km (Slovenija) | 1 do 50 km |
| Položaj satelitskih oddajnikov | 13° E (HotBird), 19,2° E (Astra) | do 2000 m nad zemljo |
| Tip sprejemne antene | Osno simetrična ali off-set parabolna antena (tipično) | |
| Premer sprejemne antene ($D_A$) | 40, 60 ali 80 cm | |

***Tabela V.2:*** *Splošni tehnični parametri sistemov BSS in MMDS*

Za obravnavo so zanimivi le sateliti, ki pokrivajo ozemlje Republike Slovenije in delujejo v istem frekvenčnem področju kot sistem MMDS, ali so drugače zanimivi za sprejem v Sloveniji. To so na primer sateliti Eutelsat HotBird in Astra. Na teh satelitih imamo osem slovenskih televizijskih kanalov. Izmed

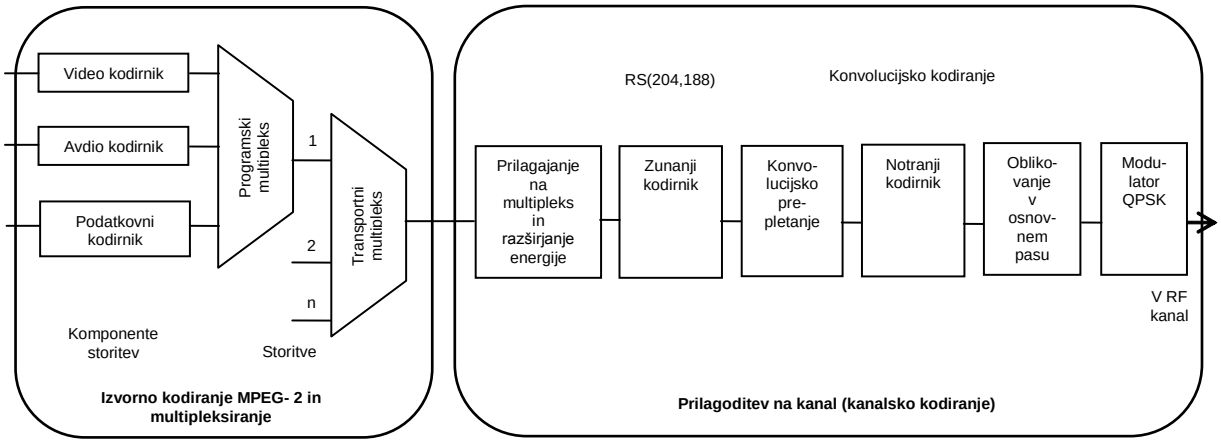
omenjenih so najbolj gledani programi s satelitov HotBird in Astra (podrobnosti so v **prilogi 2**), kar pomeni, da je tudi največ zasebnih satelitskih anten usmerjenih prav v smereh 13,0 stopinj vzhodno (HotBird) in 19,2 stopinj vzhodno (Astra).

V tem poglavju so na kratko povzeti osnovni podatki o satelitskih sistemih, ki so namenjeni prenašanju radijskega in televizijskega signala [16]. Te signale na Zemlji sprejemajo končni uporabniki. Za sprejem uporabljajo parabolno anteno in sprejemnik, ki ga priključijo na televizijski ali radijski sprejemnik. Kot vidimo iz **tabele V.2**, imajo sistemi BSS in MMDS podobne tehnične karakteristike. Sistemi BSS uporabljajo samo modulacijo QPSK, nekateri novejši sistemi MMDS pa tudi prilagodljivo modulacijo QAM. Zaščita pred napakami je izvedena s konvolucijskim kodiranjem in skrajšanimi Reed-Solomonovimi (RS) kodami. Sistem je primeren za uporabo na satelitskih transponderjih različnih pasovnih širin. Je neposredno združljiv s kodiranimi televizijskimi signali v MPEG-2 (novejši tudi MPEG-4). Struktura prenosa je paketni multipleks, kar omogoča prilagodljivo izrabo prenosne kapacitete za prenos različnih slikovnih, zvočnih in podatkovnih storitev. Uporabljen je časovni multipleks (TDM) na enem digitalnem signalu. Sistem opišemo kot funkcionalen blok opreme, ki prilagaja televizijske signale iz osnovnega pasu – pridobljene na izhoda prenosnega multiplekserja MPEG-2 – v signale, primerne za prenos po satelitskem kanalu. Na nizu podatkov se izvede naslednji postopek (**slika V.1**):

- prilagajanje prenosnemu multipleksu in razširjanje energije,
- zunanje kodiranje (Reed-Solomonove kode),
- konvolucijsko prepletanje,
- notranje kodiranje (s konvolucijskimi kodami),
- oblikovanje osnovnega pasu pred modulacijo,
- moduliranje.

Podroben opis delovanja je opisan v standardu ETSI [16, priloga B].

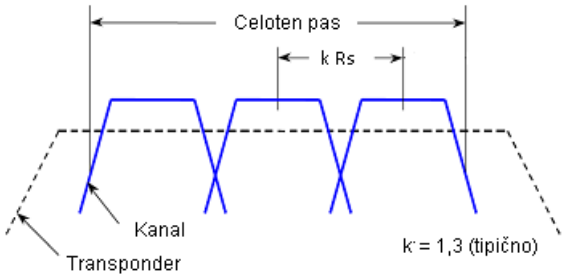
Signali, ki se prenašajo s satelita, imajo omejitve v moči, kar pomeni, da moramo pri načrtovanju sistema po standardu DVB-S dati več poudarka neobčutljivosti sistema za šum in interference, kot pa spektralni učinkovitosti. To je tudi razlog, zakaj se uporablja modulacija QPSK in kombinacija konvolucijske kode in Reed-Solomonove kode. Konvolucijska koda se lahko nastavlja poljubno, s čimer se optimizirajo lastnosti sistema pri dani pasovni širini transponderja na satelitu [16, priloga C]. Čeprav je sistem optimiziran za prenos enega nosilnega signala na transponder v načinu TDM, se ga lahko uporablja tudi za prenos več nosilnih signalov na transponder v načinu FDM.




***Slika V.1:*** *Shematski prikaz sistema BSS/MMDS*

Če je sprejeti signal nad mejnim razmerjem *C/N*, opravi svojo nalogo sistem za popravljanje napak FEC, ki zagotovi signal skoraj brez napak (ang. Quasi Error Free, QEF). To pomeni manj kot eno nepopravljeno napako na uro ali BER $10^{-10}$ *ali* $10^{-11}$ na vhodu v demultiplekser MPEG-2. Izbira pasovne širine transponderja je odvisna predvsem od podatkovne hitrosti, ki jo zahteva storitev. Simbolna hitrost pa mora biti prilagojena karakteristikam prenosnega kanala. Primer izračuna na podlagi računalniške simulacije, ki pa ne zajema vpliva interferenc, je podan v [16, priloga C].

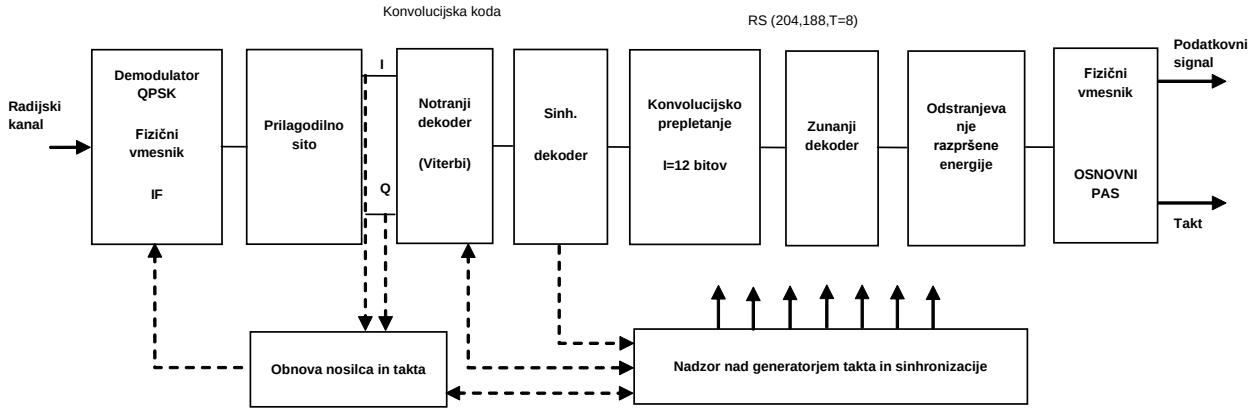
Frekvenčni pas (na transponderju) je navadno razdeljen tako, kot prikazuje **slika V.2** [3]. Običajen razmik med kanali je za faktor *k* večji, kot je simbolna hitrost (= $k \times R_S$). Tipična vrednost $k = 1{,}3$, $R_S$ pa je simbolna hitrost.




***Slika V.2:*** *Razdelitev frekvenčnega pasu (transponderja) v sistemu DVB-S [3]*

## V.1 SATELITSKI RADIODIFUZNI SISTEMI

Za to disertacijo je pomembno poznavanje sprejemnika satelitskega signala po standardu DVB-S [21], zato sledi kratek opis funkcionalnih enot na sprejemni strani [16], ki so shematsko prikazane na **sliki V.3**.




***Slika V.3:*** *Sprejemnik sistema BSS [16]*

*Demodulator QPSK* izvaja kvadraturno koherentno demodulacijo in analogno/digitalno pretvorbo ter zagotavlja notranjemu dekoderju mehko odločanje o informaciji *I* in *Q*. *Prilagojevalni filter* izvaja dodatno oblikovanje impulzov s funkcijo dvignjenega kosinusa. Uporablja digitalni filter FIR (ang. Finite Impulse Response). *Enota za obnovo nosilnega signala/ure* obnavlja sinhronizacijo demodulatorja. Verjetnost izpada v celem obsegu razmerja *C/N* demodulatorja je zelo nizka. *Notranji dekoder* izvaja prvi nivo zaščite pred napakami. Vpliva na pogostnost bitne napake (BER) vhodnega signala, ki je tipično med $10^{-1}$ in $10^{-2}$ (odvisno od uporabljenega kodnega razmerja) in ga izboljša na približno $2x10^{-4}$ ali boljše. Notranji dekoder je sposoben rešiti tudi fazno negotovost $\pi/2$ po demodulaciji. *Zunanji dekoder* zagotavlja drugi nivo zaščite pred napakami. Če je BER signala na vhodu v zunanji dekoder $7x10^{-4}$ ali boljše (s predpostavljenim neskončnim prepletanjem bajtov), dobimo po popravku z zunanjim kodiranjem signal skoraj brez napak (QEF), kar pomeni BER $10^{-10}$ *do* $10^{-11}$. Če je globina prepletanja bajtov končna (I = 12), potem je za signal skoraj brez napake na izhodu potreben vhodni BER $2x10^{-4}$. Ta enota je zmožna preskusiti vsako od možnih kodnih razmerij in izbrati tako, da je mogoča uklenjenost na kanal. *Dekoder sinhronizacijskih bajtov* z dekodiranjem sinhronizacijskih bajtov signala MPEG-2 zagotavlja informacijo o sinhronizaciji za izvedbo razpletanja. Zmožen je rešiti fazno negotovost $\pi$ demodulatorja QPSK (kar Viterbijev dekoder ne zazna). *Enota za konvolucijsko razpletanje* omogoča, da prihajajo okvarjeni rafali iz izhoda notranjega dekoderja v naključnem vrstnem redu in tako izboljša zmožnosti zunanjega koderja za popravo napak. *Enota za odstranjevanje razpršene energije* obnovi uporabnikove podatke tako, da odstrani vzorec, ki je bil uporabljen za razpršitev energije in spremeni inverzni sinhronizacijski bajt v normalno MPEG-2 vrednost sinhronizacijskega bajta. Sistem MPEG-2 ima možnost nastavitve enega bita (zastavica) v glavi paketa, če je presežena zmožnost popravljanja napak zunanjega koderja.

Prenosno simbolno hitrost $R_s$ lahko prilagajamo danim karakteristikam transponderja tako, da dosežemo največjo mogočo kapaciteto prenosa s še sprejemljivim popačenjem signala zaradi omejitev pasovne širine transponderja. V **tabeli V.3** so zbrani primeri uporabne bitne hitrosti $R_b$, ki jo lahko dosežemo na transponderju satelita s pasovno širino *B*, ki izpolnjuje pogoj $B/R_s=1,28$. Kjer je $R_s$ simbolna hitrost.

Ostale vrednosti razmerja $B_N/R_s$ se lahko uporabljajo za drugačne zahteve po kakovosti, odvisno od zahtev po prenosni kapaciteti in vrednostjo $E_b/N_o$.

| $B_N$ [MHz] pri -3dB | Rs [MS/s] za $B_N$/Rs=1,28 | Rb [Mbit/s] za QPSK 1/2 | Rb [Mbit/s] za QPSK 2/3 | Rb [Mbit/s] za QPSK 3/4 | Rb [Mbit/s] za QPSK 5/6 | Rb [Mbit/s] za QPSK 7/8 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 54 | 42,2 | 38,9 | 51,8 | 58,3 | 64,8 | 68,0 |
| 46 | 35,9 | 33,1 | 44,2 | 49,7 | 55,2 | 58,0 |
| 40 | 31,2 | 28,8 | 38,4 | 42,2 | 48,0 | 50,4 |
| 36 | 28,1 | 25,9 | 34,6 | 38,9 | 43,2 | 45,4 |
| 33 | 25,8 | 23,8 | 31,7 | 35,6 | 39,6 | 41,6 |
| 30 | 23,4 | 21,6 | 28,8 | 32,4 | 36,0 | 37,8 |
| 27 | 21,1 | 19,4 | 25,9 | 29,2 | 32,4 | 34,0 |
| 26 | 20,3 | 18,7 | 25,0 | 28,1 | 31,2 | 32,8 |

***Tabela V.3:*** *Primeri bitnih hitrosti glede na uporabljeno stopnjo konvolucijskega kodiranja [16]*

V **tabeli V.4** so zajete lastnosti sistema za transponder širine 33 MHz. Prikazano je medsebojno razmerje bitnih hitrosti in različnih kodnih razmerij.

| Bitna hitrost (po MUX) [Mbit/s] | Bitna hitrost (po RS) [Mbit/s] | Simbolna hitrost [MS/s] | Konvolucijsko kodno razmerje | Reed-Solomonovo kodno razmerje | C/N (33 MHz) [dB] |
|---|---|---|---|---|---|
| 23,754 | 25,776 | 25,776 | 1/2 | 188/204 | 4,1 |
| 31,672 | 34,368 | 25,776 | 2/3 | 188/204 | 5,8 |
| 35,631 | 38,664 | 25,776 | 3/4 | 188/204 | 6,8 |
| 39,580 | 42,960 | 25,776 | 5/6 | 188/204 | 7,8 |
| 41,570 | 45,108 | 25,776 | 7/8 | 188/204 | 8,4 |

***Tabela V.4:*** *Povezava med kodnimi razmerji, bitnimi hitrostmi in potrebnim razmerjem C/N [16]*

Vrednosti v **tabeli V.4** so rezultat računalniških simulacij. Razmerja *C/N* temeljijo na predpostavki, da imamo v sprejemniku mehko odločanje pri Viterbijevem dekodiranju. Vrednosti *C/N* že vključujejo:

popačenje *0,2 dB* zaradi pasovnih omejitev na filtrih multiplekserja, popačenje *0,8 dB* zaradi nelinearnosti močnostnega ojačevalnika v nasičenju in modemsko popačenje *0,8 dB*. Vrednosti ustrezajo BER $2x10^{-4}$ pred Reed-Solomonovim kodiranjem, kar ustreza vrednostim QEF po RS kodiranju. Popačenje zaradi vmesnika ni vključeno v izračune.

| **Kodno razmerje** | **$E_b/N_o$ [dB]**<br>**(za BER = $2x10^{-4}$ po Viterbiju ali QEF po Reed–Solomonu)** |
|---|---|
| 1/2 | 4,5 |
| 2/3 | 5,0 |
| 3/4 | 5,5 |
| 5/6 | 6,0 |
| 7/8 | 6,4 |

***Tabela V.5:*** *Povezava med kodnim razmerjem in razmerjem $E_b/N_0$ [17]*

**Tabela V.5** [17] podaja razmerja $E_b/N_0$ v odvisnosti od kodnega razmerja. Višje kot je kodno razmerje, nižje razmerje $E_b/N_0$ potrebujemo za $BER = 2x10^{-4}$ po Viterbiju oziroma $BER = 2x10^{-10}$ po Reed-Solomonovem kodiranju. $E_b/N_0$ pomeni razmerje pred Reed-Solomonovim kodiranjem in vključuje mejo zaradi uporabe modema (0,8 dB) in povečanje šuma zaradi zunanjega kodiranja (0,36 dB = 10 log(188/204)).

V **prilogi 2** so zajete lastnosti satelitov, ki pokrivajo Slovenijo in so pomembni za to disertacijo, v **prilogi 3** pa so zajete frekvence, ki so po ITU dodeljene sistemom BSS.

## V.2 PRIZEMNI RADIODIFUZNI SISTEMI

Mikrovalovni večtočkovni prenosni sistemi so namenjeni prenašanju radijskih, televizijskih in podatkovnih signalov. Osnovni namen teh sistemov je razširitev dosega kabelskih omrežij z radijskim signalom na območja, kjer je ekonomsko manj smiselna gradnja kabelskih tras. To velja za redko poseljena ali odročna naselja. Po terminologiji ITU se sistem MMDS šteje med prizemno radiodifuzno omrežje in ima dodeljen isti kos frekvenčnega pasu, ki je namenjen tudi satelitskim radiodifuznim sistemom. Splošen opis in druge podrobnosti so zapisani v [18, 19, 20].

MMDS je angleška kratica, ki pomeni Multichannel Multipoint Distribution Services. Včasih se uporabljajo tudi kratice MDS (Multipoint Distribution Services), MMDS (Microwave Multipoint Distribution Services), ali MVDS (Multipoint Video Distribution System). Uveljavljen prevod v slovenščino je mikrovalovni večtočkovni distribucijski sistem, v disertaciji pa uporabljam kratico MMDS.

Sistem MMDS je v veliki meri podoben sistemu geostacionarnih radiodifuznih satelitskih sistemov, tako da se lahko pri obeh uporabljajo identični sprejemniki (set-top-boxi), LNB-ji in sprejemne antene. Razlike med obema sistemoma so v točki oddajne antene (sistem MMDS jo ima na Zemlji, satelit pa na geostacionarni orbiti), pokrivanju ozemlja (MMDS pokriva lokalno/omejeno, satelit pa globalno/kontinentalno), oddajnih močeh ERP (MMDS ima moči nekaj vatov, satelit pa nekaj kilovatov) in še nekaterih podrobnostih, ki so opisane v [17].

V času analize [3] je bil v Sloveniji delujoč en večji sistem MMDS (Lastovka TV), ki je oddajal z oddajne točke Krvavec in nekaj manjših sistemov v drugih delih Slovenije. Danes jih deluje več, imajo pa tudi sodobnejše tehnične rešitve, kot na primer omogočajo dvosmerno komunikacijo, prilagodljivo stopnjo modulacije (QPSK, 16QAM ali 64QAM) in drugo.

V **tabeli V.6** so zapisani frekvence, ki jih je v času analize uporabljal obravnavani operater MMDS v Sloveniji [3]. Te so lahko enake, kot jih uporabljajo satelitski radiodifuzni oddajniki, ali pa nastavljene poljubno drugače. Od uporabljene tehnike stiskanja signala (MPEG-2, MPEG-4) je odvisno, koliko programov se lahko prenaša na enem transponderju.

| Transponder | Frekvenca [MHz] | Število programov |
|---|---|---|
| 1 | 11.720 | 6 |
| 2 | 11.760 | 6 |
| 3 | 11.800 | 6 |
| 4 | 11.840 | 5 |
| 5 | 11.880 | 0 |
| 6 | 11.920 | 7 |
| 7 | 11.960 | 5 |
| 8 | 12.000 | 6 |
| 9 | 12.040 | 6 |
| 10 | 12.080 | 8 |

***Tabela V.6:*** *Frekvence sistema MMDS Lastovka TV [3]*

Ostali tehnični podatki o sistemu MMDS Lastovka TV (oddajnik Krvavec) so zajeti v **tabeli V.7**. Zaradi podobnosti med sistemoma je treba biti pozoren pri njunem načrtovanju. *Po Pravilniku o radiokomunikacijah ITU* [28] imajo satelitski sistemi prednost, kar pomeni, da se jim morajo prilagajati

sistemi MMDS. Seveda je tehničnih parametrov, ki jih je mogoče nastaviti, zadosti, da se medsebojnim motnjam izognemo, upoštevati pa je treba tudi priporočila za načrtovanje.

| Sistem | Število transponderjev/ kanalov TV | Širina pasu transponderja [MHz] | Frekvenčni pas [GHz] | Simbolna hitrost [MS/s] | Kodiranje | Modulacija | Polarizacija |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| MMDS | 10/64 | 41 (dejanska) / 32 (uporabljena) | 11,90–12,40 | 28,100 MS/s | 3/4 (5/6 - transponder 5) | QPSK | HP (θ=178°), VP (θ=270°) |

***Tabela V.7:*** *Podatki o sistemu MMDS Lastovka TV [3]*

## V.3 SOBIVANJE SISTEMOV BSS IN MMDS

V tem poglavju so za podlago vzeta določila, zapisana v Pravilniku o radiokomunikacijah ITU [28]. Kot pomembne za obravnavo sobivanja sistemov BSS in MMDS povzemam naslednje člene:

*5.487: V Regijah 1 in 3 ne smejo fiksna storitev, fiksna satelitska storitev, mobilna storitev, razen zrakoplovne mobilne storitve in radiodifuzna storitev, v skladu z njihovimi individualnimi razporeditvami v radiofrekvenčnem pasu 11,7–12,5 GHz povzročati škodljivega motenja radiodifuznim satelitskim postajam, ki delujejo v skladu z Načrtom za Regiji 1 in 3 v Dodatku 30, niti zahtevati varstva pred njo. (WRC-03)*

*5.487A: Dodatna razporeditev: Regija 1 dobi radiofrekvenčni pas 11,7–12,5 GHz, Regija 2 radiofrekvenčni pas 12,2–12,7 GHz in Regija 3 radiofrekvenčni pas 11,7–12,2 GHz tudi za fiksno satelitsko storitev (vesolje–Zemlja) na primarni osnovi za negeostacionarne sisteme pod pogojem, da se uporabljajo določbe št. 9.12 za uskladitev z ostalimi negeostacionarnimi satelitskimi sistemi v fiksni satelitski storitvi. Negeostacionarni satelitski sistemi v fiksni satelitski storitvi ne smejo zahtevati zaščite pred geostacionarnimi satelitskimi omrežji v radiodifuzni satelitski storitvi, ki deluje v skladu s Pravilnikom o radiokomunikacijah (Radio Regulations), ne glede na datum, ko je Urad prejel popolne uskladitvene oziroma priglasitvene informacije za negeostacionarne satelitske sisteme v fiksni satelitski storitvi in popolne uskladitvene oziroma priglasitvene informacije za geostacionarna satelitska omrežja, in določbe št. 5.43A se ne uporablja. Negeostacionarni satelitski sistemi v fiksni satelitski storitvi v zgoraj navedenih radiofrekvenčnih pasovih morajo delovati tako, da se kakršnokoli nedovoljeno motenje, ki se lahko pojavi med njihovim delovanjem, hitro odpravi. (WRC-03)*

*5.492: Dodelitve radijskih frekvenc za postaje v radiodifuzni satelitski storitvi, ki so v skladu z ustreznim območnim Načrtom ali ki so vključene v Seznam Regij 1 in 3 v Dodatku 30, se lahko*

*uporabljajo za prenose v fiksni satelitski storitvi (vesolje–Zemlja), če taki prenosi ne povzročajo več motenja ali zahtevajo več zaščite pred motenjem kot prenosi radiodifuzne satelitske storitve, ki deluje v skladu z Načrtom oziroma s Seznamom.*

### V.3.1 METODOLOGIJA

Po metodologiji iz prejšnjega poglavja in določilih ITU [29] izračunavamo največjo dovoljeno gostoto pretoka moči na robu servisnega območja radiodifuznega satelitskega sistema $S_{dmax}$ in pričakovano gostoto pretoka moči $S_p$, ki jo prizemna postaja ali zemeljska oddajna postaja sistema FSS generira v kateri koli točki na robu servisnega območja radiodifuznega satelitskega sistema. Izračunani vrednosti se primerjata in če velja $S_p > S_{dmax}$ kjer koli na robu servisnega območja, je pred postavitvijo (vklopom) prizemne postaje ali oddajne zemeljske postaje potrebna koordinacija med regulatorji in natančnejše izračunavanje (na medsebojno dogovorjenih temeljih). Posebej je poudarjeno [29], da če izračuni pokažejo preseganje največje dovoljene vrednosti gostote pretoka moči, to ni ovira za postavitev prizemnih sistemov ali FSS, ker izračuni temeljijo na upoštevanju najslabšega mogočega primera, ki se lahko zgodi. Ta pa je odvisen od naslednjih predpostavk:

- sestave terena, po katerem se širi motilni signal,
- smernega diagrama sprejemne antene sistema BSS,
- potrebnega zaščitnega razmerja za sisteme BSS,
- vrste sprejema signalov BSS (npr. če gre za individualen sprejem, je to lahko bolj kritično, kot če gre za skupinski sprejem, zaradi nagibnih kotov antene),
- vrednosti gostote pretoka moči, ki ne sme biti presežena na sprejemniku BSS,
- razmer na poti širjenja signala med sistemoma.

### V.3.2 IZRAČUNI

#### NAJVEČJA DOVOLJENA VREDNOST GOSTOTE PRETOKA MOČI

Največja dovoljena vrednost gostote pretoka moči, ki ne sme biti presežena na robu servisnega območja pokrivanja satelita BSS, je zapisana za enačbo [29]

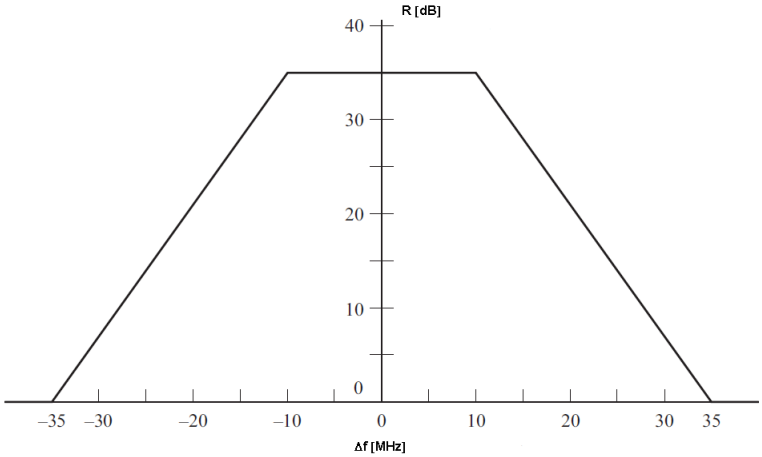
$$S_{d\max} = S_0 - R + D_K + D_P\,, \qquad \text{(V.1)}$$

kjer je $S_{dmax}$ največja dovoljena gostota pretoka moči motilnega signala znotraj frekvenčnega pasu radiodifuznega satelita (v dB(W/m$^2$)), $S_0$ gostota pretoka moči želenega signala na robu servisnega območja (v dB(W/m$^2$)), $R$ zaščitno razmerje med želenim in motilnim signalom (v dB), $D_K$ kotna

diskriminacija antene, ki je odvisna od smernega diagrama antene sprejemne postaje (v dB) in $D_P$ polarizacijska diskriminacija med želenim in motilnim signalom (v dB).

Vrednost *želenega signala* $S_0$ [29] na robu servisnega območja je za Regiji 1 in 3 ITU -108 dB(W/(m$^2$ 27MHz)).

*Zaščitno razmerje R* [29] med digitalnimi sistemi BSS in prizemnimi sistemi (v našem primeru MMDS) je 30 dB. Velja za en motilni signal. Zaščitno razmerje *R* med analognimi sistemi BSS in prizemnimi sistemi v Regiji 2 ITU in posebej omenjenimi sistemi BSS v Regijah 1 in 3 ITU, ki so že bili v uporabi (in potrjeni s strani urada ITU) do dne 9. 6. 2003, je 35 dB, če sta nosilni frekvenci motilnega in želenega signala narazen do ±10 MHz. Potem pa ta vrednost linearno pada od 35 dB do 0 dB za razlike v nosilni frekvenci med 10 in 35 MHz (**slika V.4**). Za amplitudno modulirane večkanalne televizijske sisteme, ki generirajo visoke vršne vrednosti gostote pretoka moči čez širok frekvenčni pas, je zaščitno razmerje vedno 35 dB in ni odvisno od razlike med nosilnima frekvencama. Za našo obravnavo podatek o zaščitnem razmerju za analogne signale ni potreben, je pa omenjen zaradi primerjave z digitalnimi signali.




***Slika V.4:*** *Zaščitno razmerje R med analognimi sistemi BSS in prizemnimi sistemi [29]*

*Kotna diskriminacija antene* $D_K$ [29] je odvisna od elevacijskega kota, pod katerim antena sprejemne naprave vidi satelit

$$D_K[dB] = \begin{cases} 0{,}0025 \cdot ((d/\lambda) \cdot \varphi)^2 & \text{za } 0^o \le \varphi \le \varphi_m \\ G_{\max} - (29 - 25 \cdot \log \varphi_r) & \text{za } \varphi_m \le \varphi < \varphi_r \\ G_{\max} - (29 - 25 \cdot \log \varphi) & \text{za } \varphi_r \le \varphi \le 14{,}45^o \\ G_{\max} & \text{za } \varphi > 14{,}45^o \end{cases}, \qquad \text{(V.2)}$$

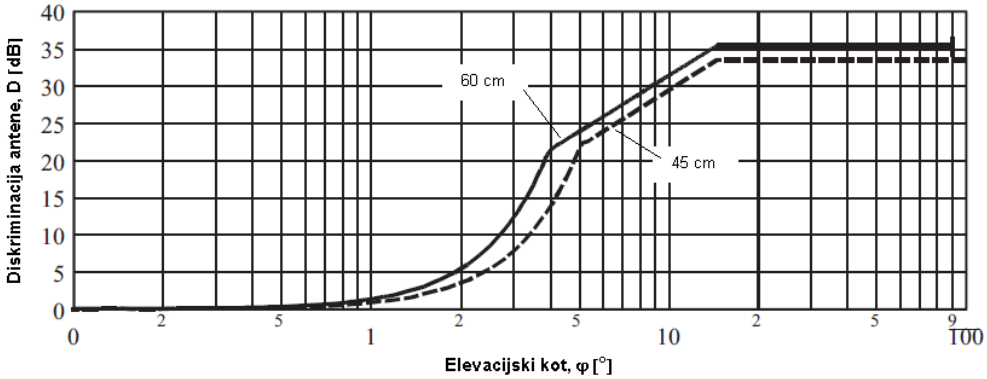
kjer je $\varphi$ elevacijski kot, pod katerim vidimo satelit na obravnavani lokaciji (v $^o$)

$$\varphi_m\,[^o] = (\lambda/d)(G_{max}-G_1)/(0{,}0025))^{0,5}, \qquad \text{(V.2a)}$$

$$\varphi_r\,[^o] = 95(\lambda/d). \qquad \text{(V.2b)}$$

$G_{max}$ je največji dobitek antene (v dBi), $d$ je premer antene (v m) in $\lambda$ je valovna dolžina (v m).

Za Regiji 1 in 3 ITU je $G_{max}$ = *35,5 dBi* (antena s premerom 60 cm, f,=,11,7 GHz, izkoristek je 65-%). Grafična porazdelitev kotne diskriminacije antene $D_K$ v odvisnosti od elevacijskega kota in premera antene je prikazana na **sliki V.5**.




***Slika V.5:*** *Diskriminacija satelitske sprejemne antene kot funkcija elevacijskega kota [29]*

Polarizacijska diskriminacija $D_P$ [29] je 3 dB, če motilni sistem MMDS uporablja linearno polarizacijo in sistem BSS krožno polarizacijo ali obratno. Če uporabljata oba sistema enako (vzporedno) polarizacijo, je $P$ enak 0 dB. V tej disertaciji za nadaljnje izračune privzamemo slednji primer.

#### IZRAČUN GOSTOTE PRETOKA MOČI PRIZEMNE POSTAJE ALI ODDAJNE ZEMELJSKE POSTAJE

Pričakovano gostoto pretoka moči $S_p$ (v dB(W/m$^2$)), ki jo v kateri koli točki na robu servisnega območja satelita povzroča prizemna postaja ali oddajna zemeljska postaja, izračunamo z enačbo

$$S_p = P - L_d + 10 \cdot \log(\frac{4\pi}{\lambda^2}), \qquad \text{(V.3)}$$

kjer je $P$ sorazmerna izotropno sevana moč prizemne postaje ali oddajne zemeljske postaje v smeri obravnavane točke na robu servisnega območja *(v dBW)*, $L_d$ skupno slabljenje na poti (v dB) in $\lambda$ valovna dolžina signala (v m).

Za ugotavljanje slabljenja na poti med prizemnim oddajnikom ali oddajno zemeljsko postajo na robu servisnega območja satelita, se uporablja model širjenja signala, ki je opisan v **poglavju IV.2** in uporabljen v nadaljevanju te disertacije.

# VI. TEORETIČNI DEL METODE – IZRAČUNI

Zahteve po širokopasovnih storitvah na celotnem ozemlju države so vedno bolj aktualne, njihova potrebnost pa zapisana v nacionalni in evropski strategiji razvoja v naslednjih letih. Pri zagotavljanju širokopasovnih storitev na podeželju in v primestjih imajo digitalni brezžični sistemi velike prednosti. V to kategorijo spadajo tudi sistemi MMDS. Z obširno raziskavo smo želeli preveriti, kakšna je dejanska situacija v realnosti in dati izhodišča obstoječim operaterjem MMDS, potencialnim novim operaterjem in tudi regulatornim organom za večji razmah te tehnologije.

Postavimo osnovno hipotezo: *Do motenja sprejema signalov BSS bi lahko prišlo v primeru visokih oddajnikov MMDS, ki bi bili postavljeni na južnih točkah in pokrivali teren proti severu.*

Hipoteze na realno delujočih sistemih ne moremo preveriti, ker takih točk, kjer bi se sistemi poravnali na zveznici, praktično ni. Lahko pa za delujoče sisteme (MMDS in BSS) naredimo izračune gostote pretoka moči na določenih razdaljah in smereh od oddajnika MMDS in jih primerjamo z dopustnimi vrednostmi iz priporočil [29]. To je narejeno v **poglavju VI**. Kot rezultat dobimo območja, kjer sobivanje teoretično ni mogoče in lahko predlagamo ustrezne popravke (npr. zmanjšanje oddajne moči, rekonstrukcijo antenskega sistema in podobno). Če sistemi že delujejo, naredimo pred morebitnim posegom meritve, da na terenu preverimo dejansko situacijo in potrdimo ali ovržemo teoretične rezultate, kar smo naredili z meritvami, opisanimi v **poglavju VII.2**. Še najbolje pa se hipoteza lahko preveri s simulacijo najbolj neugodne situacije na testnem sistemu – rezultati so zajeti v **poglavju VII.3**.

## VI.1 OPIS PROBLEMA

Kot že zapisano v prejšnjem poglavju, si v Evropi (ITU Regija 1) delijo frekvenčni pas od 11,7 do 12,5 GHz naslednje radiokomunikacijske storitve: fiksna, radiodifuzna, radiodifuzna satelitska in mobilna. Posebne zahteve [28] pravijo, da sistemi MMDS ne smejo ovirati delovanja satelitskih storitev (BSS), v posebnem dodatku [29] pa so zapisani kriteriji za sobivanje sistemov. V naslednjih podpoglavjih so podani izračuni situacije v Sloveniji. Nekaj primerov obravnave sobivanja MMDS in satelitskih sistemov najdemo tudi v [1, 3, 49, 54].

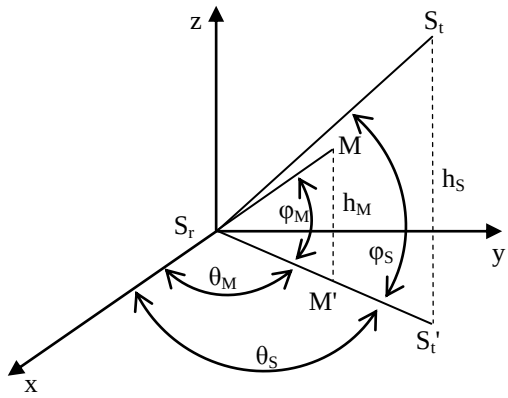
Geometrijo problema prikazuje **slika VI.1**. S $S_t$ označimo satelitski oddajnik, $M$ pomeni oddajnik sistema MMDS, $S_r$ pa sprejemnik bodisi satelitskega sistema ali sistema MMDS. Kot $\varphi$ (elevacija) je kot med tangento na Zemljo, ki gre skozi točko sprejemnika BSS, in zveznico, ki povezuje sprejemnik $S_r$ in oddajnik $S_t$ (ali oddajnik $M$). Kot $\Theta$ (azimut) pa je kot med magnetnim severom in lokacijo oddajnika. Večina sistemov BSS, ki so komercialno gledljivi v Sloveniji (HotBird, Astra), so pozicionirani tako, da jih iz Slovenije vidimo pod kotom približno $\varphi$ = 37° iz smeri $\Theta$ = 182°. Teoretično bi lahko nastopile težave, če bi bili oddajniki MMDS postavljeni na jugu (tako kot sprejemamo satelitske sisteme iz ozemlja Slovenije) in bi pokrivali teren proti severu. Najbolj neugodna situacija bi nastopila, če zanemarimo odboje od stavb, ko bi se na zveznici poravnali, oddajnik BSS, oddajnik MMDS in sprejemnik BSS. Taka situacija nastopi, ko je izpolnjena enačba

$$\tan\varphi = \frac{h_M}{S_r M'}, \qquad \text{(VI.1)}$$

kjer je $\varphi$ kot, pod katerim vidimo satelit, $h_M$ je višina oddajnih anten MMDS in $SrM'$ je vodoravna razdalja med sprejemnikom BSS in oddajnikom MMDS. V tem primeru predpostavimo, da sta kota, pod katerima vidimo oddajnik MMDS in oddajnik BSS, enaka. Torej velja

$$\varphi = \varphi_S = \varphi_M \quad \text{in} \qquad \text{(VI.2)}$$

$$\theta = \theta_S = \theta_M . \qquad \text{(VI.3)}$$




***Slika VI.1*** *Geometrija problema ($S_t$ je oddajnik BSS, $S_r$ je sprejemnik BSS, M je oddajnik MMDS)*

Iz konfiguracije terena v Sloveniji in lokacij oddajnikov MMDS lahko hitro ugotovimo, da je točko, kjer bi bili zgornji pogoji izpolnjeni, zelo težko najti. Mogoča bi bila le v primeru, da se oddajnik postavi v naselje, v neposredno bližino uporabnikov, kar pa v osnovi ni namen sistemov MMDS.

## VI.2 IZRAČUNI V SKLADU S PRIPOROČILI

Za izračune smo vzeli podatke delujočega sistema MMDS (Lastovka TV), ki je oddajal z oddajniške točke Krvavec. To je relativno visoka točka, tako da pokriva s signalom teritorij južno od Krvavca do razdalje približno 50 kilometrov in zahodno od Krvavca do razdalje približno 35 kilometrov. Za satelitske radiodifuzne sisteme so se izbrali sateliti, katerih programi so v Sloveniji najbolj gledani. To sta satelit Astra (19,2$^o$ E) in satelit HotBird 8 (13,0$^o$ E). Z upoštevanjem enačb [29] in predvidenega razmerja signal/šum določimo geografski pas, kjer lahko pričakujemo motnje. Pri korekcijah na sprejemni strani ima pomembno vlogo tudi samodejna korekcija dobitka (ang. Automatic Gain Control, AGC), ki regulira nihanje signala. Ta tehnika je v večini primerov serijsko vgrajena v sprejemnik in jo je treba upoštevati pri analizi rezultatov.

V prvem delu tega poglavja izračunavamo dovoljeno vrednost gostote pretoka moči ($S_{dmax}$) v Sloveniji, v drugem delu pa pričakovane vrednosti satelitskih signalov in motilnih signalov MMDS na različnih razdaljah od oddajnika. Z izračuni želimo pokazati, kakšna je prisotnost signalov MMDS na ozemlju, ki ga pokriva lokalni slovenski operater MMDS. Izračunane vrednosti v našem primeru predstavljajo nivo motnje za satelitske signale. Vhodni podatki o oddajnem sistemu MMDS (v našem primeru motilni sistem) so zajeti v **tabeli VI.1**, v **tabeli VI.2** pa so zapisane lastnosti satelitskega sprejemnega sistema (v našem primeru žrtev).

| **Parameter** | **Oddajnik MMDS** |
|---|---|
| Položaj | 14°32′18″E, 46°17′52″N |
| Nadmorska višina | 1740 m |
| Višina oddajne antene | 40 m |
| Centralna frekvenca | 11,9 GHz |
| Frekvenčni pas | 400 MHz |
| Moč oddajnika | 1,0 W |
| Modulacija | QPSK |
| Oddajni antenski system | Sektorski lijak (G = 11 dBi, η = 60 %) |
| Smeri anten | 180°, 270° |

***Tabela VI.1:*** *Podatki o oddajnem sistemu MMDS (motilni sistem)*

| Parameter | Sprejemnik BSS |
|---|---|
| Tip antene | Parabola (offset) |
| Premer antene | 0,8 m |
| Dobitek $G_{max}$ | 37 dBi (f = 12 GHz) |
| Izkoristek ($\eta_A$) | 55 % |
| Širina glavnega snopa (-3 dB) | ± 4° |
| Usmeritev antene | φ = 37°, Θ = 182° (HotBird) |
| LNB (tipičen) | 10,7–12,75 GHz (šumno število = 0,2 dB) |
| Tip sprejemnika | Digitalni |
| AGC | Vgrajen |

***Tabela VI.2:*** *Podatki o tipični sprejemni postaji sistema BSS (žrtev)*

### VI.2.1 IZRAČUN DOVOLJENE GOSTOTE PRETOKA MOČI PO PRIPOROČILIH

Dovoljeno gostoto pretoka moči motilnega signala (v našem primeru MMDS) se izračuna po enačbi (V.1). Vrednosti parametrov vzamemo iz **poglavja V.3.2**:

- gostota pretoka moči $S_0$ = -108 dBW/m$^2$ (27 MHz),
- vrednost zaščitnega razmerja $R$ = 30 dB,
- kotna diskriminacija satelitske sprejemne antene $D_K$ (dB) = 35,5 dB.

Na polarizacijsko diskriminacijo $D_P$ ne moremo računati, ker tako BSS kot MMDS uporabljata linearno polarizacijo (VP in HP). Za polarizacijsko diskriminacijo torej velja: $D_P$ = 0 dB.

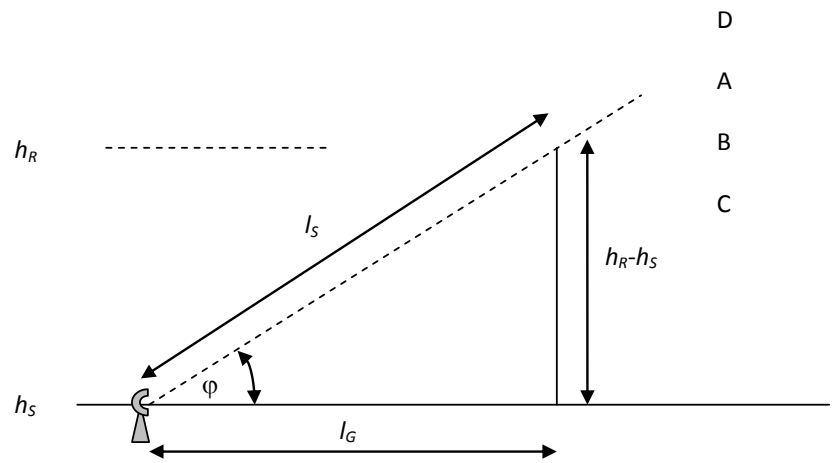
Po enačbi (V.1) je <u>dovoljena vrednost motilnega signala MMDS</u>

$$S_{d\max} = -102{,}5\, dBW/m^2 . \qquad \text{(VI.4)}$$

### VI.2.2 IZRAČUN SLABLJENJA ZARADI VREMENSKIH VPLIVOV

Za izračun pravih vrednosti signalov na Zemlji (**slika VI.2**) moramo upoštevati tudi slabljenje zaradi občasno slabega vremena. Slabljenje signalov med satelitom in Zemljo izračunamo po 7-stopenjski metodi [42]. Po tej metodi izračunani rezultati niso preseženi v 0,01 % časa. Omembe vredno je le slabljenje, ki ga povzroča dež, vsa ostala slabljenja so manjša od 0,3 dB, zato jih zanemarimo. Za izračun slabljenja

zaradi dežja in drugih padavin, ki velja kot dolgoročna statistična napoved, so potrebni naslednji podatki: količina padavin, presežena v 0,01 % časa povprečnega leta $R_{0,01}$ (v mm/h), nadmorska višina sprejemne točke $h_s$ (v m), elevacijski kot proti oddajniku satelitu $\varphi$ (v stopinjah) in zemljepisna širina sprejemne točke $\phi$ (v stopinjah).




***Slika VI.2:*** *Geometrija problema za izračun slabljenja zaradi padavin. A je višina zmrznjenih padavin, B je višina dežja, C je višina tekočih padavin, D je prazen prostor do satelita, $h_R$ je višina dežne zavese, $h_S$ je povprečna nadmorska višina sprejemne lokacije, $l_S$ je razdalja med sprejemno točko in višino dežja in $l_G$ je širina dežne zavese.*

V nadaljevanju sledi izračun slabljenja zaradi padavin in oblakov [42].

### 1. IZRAČUN EFEKTIVNE VIŠINE DEŽNE ZAVESE ($h_R$)

$$h_R[km] = \begin{cases} 3{,}0 + 0{,}028\phi & za\ \ 0^o \le \phi < 36^o \\ 4{,}0 - 0{,}075(\phi - 36) & za\ \ \phi \ge 36^o \end{cases} . \qquad \text{(VI.5)}$$

V Sloveniji je zemljepisna širina sprejemne točke $\phi = 45^o$, torej je $h_R \cong 3{,}3\ km$.

### 2. IZRAČUN RAZDALJE MED SPREJEMNO TOČKO IN VIŠINO DEŽJA ($l_S$)

$$l_S[km] = \frac{h_R - h_S}{\sin\varphi} . \qquad \text{(VI.6)}$$

V Sloveniji je efektivna višina dežne zavese $h_R$ = 3,3 km, povprečna nadmorska višina $h_S$ = 300 m in elevacijski kot, pod katerim gledamo satelite (φ), je približno $37^o$. Razdalja med sprejemno točko in višino dežja je $l_S \cong 5{,}1\ km$.

### 3. ŠIRINA DEŽNE ZAVESE ($l_G$)

$$l_G[km] = l_S \cdot \cos\varphi . \qquad \text{(VI.7)}$$

To je horizontalna projekcija poti $l_S$ na Zemljo ali pričakovana širina dežne zavese v okolici sprejemnika. V Sloveniji je širina dežne zavese $l_G \cong 4{,}1\ km$.

#### 4. JAKOST PADAVIN ($R_{0,01}$)

Jakost padavin, preseženih v 0,01 % časa povprečnega leta, dobimo iz klimatske karte dežja [42]. Za območje osrednje Slovenije je $R_{0,01} = 42\ mm/h$.

#### 5. FAKTOR REDUKCIJE ($r_{0,01}$)

$$r_{0,01} = \frac{1}{1 + \frac{l_G}{l_0}}, \qquad \text{(VI.8)}$$

kjer je

$$l_0[km] = 35 \cdot e^{(-0{,}015 R_{0,01})}. \qquad \text{(VI.9)}$$

Faktor redukcije za 0,01 % časa je v Sloveniji $r_{0,01} \cong 0{,}82$.

#### 6. SPECIFIČNO SLABLJENJE ($\gamma_R$)

$$\gamma_R \left[\frac{dB}{km}\right] = k \cdot R_{0,01} \cdot \alpha. \qquad \text{(VI.10)}$$

$k$ in $\alpha$ sta frekvenčno in polarizacijsko odvisna koeficienta, podana v poročilu [44, Tabela 1].

Specifično slabljenje $\gamma_R$ za frekvence 12 GHz na poti med satelitom in Zemljo je:

a) za horizontalno polarizacijo (HP): $\gamma_{R(H)} = 1{,}78\ dB/km$ (VI.10a)

b) za vertikalno polarizacijo (VP): $\gamma_{R(V)} = 1{,}50\ dB/km$ (VI.10b)

#### 7. SLABLJENJE NA TRASI ZARADI DEŽJA ($L_{0,01}$)

$$L_{0,01}[dB] = \gamma_R \cdot l_S \cdot r_{0,01}. \qquad \text{(VI.11)}$$

Slabljenje na trasi zaradi dežja, ki ne preseže 0,01 % časa povprečnega leta, je *za horizontalno polariziran signal* <u>*7,3 dB*</u> in za *vertikalno polariziran signal* <u>*6,2 dB*</u>.

Zadnji korak v izračunu je, da k slabljenju signala v praznem prostoru prištejemo še slabljenje zaradi dežja in dobimo celotno slabljenje na poti med satelitom (BSS) in sprejemnikom na Zemlji, podobno pa velja tudi za slabljenje na poti med prizemnim oddajnikom (MMDS) in sprejemnikom. Tako lahko določimo uporabno gostoto pretoka moči na Zemlji za 99,99 % časa.

### VI.2.3 IZRAČUN GOSTOTE PRETOKA MOČI ZA BSS V SLOVENIJI

Po naslednji enačbi se izračuna gostota pretoka moči za prazen prostor $S_0^{(1)}$ na razdalji *d* od oddajnika

$$S_0^{(1)}\left[\frac{W}{m^2}\right]=\frac{EIRP}{4\pi d^2}, \qquad \text{(VI.12)}$$

kjer je *EIRP* (v W/m$^2$) efektivna izsevana moč satelitskega oddajnika in *d* (v m) razdalja med satelitskim oddajnikom in zemljo.

Z upoštevanjem vhodnih podatkov za satelitski oddajnik BSS (*EIRP = 51 dBW, d = 38.000 km*) in brez upoštevanja dodatnih slabljenj je pričakovana gostota pretoka moči na Zemlji

$$S_0^{(1)}=-111{,}6\,dBW/m^2. \qquad \text{(VI.12a)}$$

V prostoru med satelitom in Zemljo, ki ga ne moremo šteti za prazen prostor, se signal oslabi zaradi plinov v atmosferi, dežja, oblakov in drugih oblik padavin. Podatki za padavine v tem delu Evrope so zajeti v klimatski karti dežja [42]. Za izračun uporabimo podatke, izračunane v prejšnjem poglavju, ki so zbrani v **tabeli VI.3**.

| | |
|---|---|
| Višina sprejemne točke ($h_S$) | 300 m |
| Elevacija sprejemne antene ($\varphi$) | 37° |
| Zemljepisna širina sprejemne točke ($\phi$) | 45° |
| Frekvenca | 12 GHz |
| Efektivna višina plasti dežja ($h_R$) | 3,3 km |
| Pot signala skozi plast dežja ($l_S$) | 5,1 km |
| Jakost padavin, ki ni presežena v 0,01 % časa ($R_{0,01}$) | 42 mm/h |
| Faktor redukcije ($r_{0,01}$) | 0,82 |
| Specifično slabljenje ($\gamma_R$) | 1,78 dB/km (HP)<br>1,50 dB/km (VP) |
| Slabljenje na trasi ($L_{0,01}$) | 7,3 dB (HP)<br>6,2 dB (VP) |

***Tabela VI.3:****Podatki za izračun slabljenja med satelitom in Zemljo v Sloveniji za standardne podatke o vremenu*

Z upoštevanjem slabljenja na celotni trasi med satelitom in zemljo $L_{0,01}$ dobimo gostoto pretoka moči satelitskih signalov $S_{S0,01}$, ki v 99,99 % časa ni manjša od

$$S_{S0,01,HP} = -118{,}9\, dBW/m^2 \quad \text{ali} \tag{VI.13}$$

$$S_{S0,001,VP} = -117{,}8\, dBW/m^2 . \tag{VI.14}$$

Vrednost gostote pretoka moči se malenkostno (≈ 1 dB) razlikuje za horizontalno (HP) in vertikalno (VP) polariziran signal. Izračunane vrednosti veljajo ob predpostavki, da je EIRP konstantna, kar pa v praksi ne drži, saj dobivajo transponderji na satelitu signal od zemeljskih satelitskih postaj z vseh točk na Zemlji. Različne vrednosti vhodnih signalov pa pomenijo drugačne EIRP pri oddaji in posledično pri sprejemu na Zemlji. Za kakovosten sprejem z enega satelita (v 99,99 % časa) je primerna parabolna antena s premerom 60 centimetrov.

### VI.2.4 IZRAČUN GOSTOTE PRETOKA MOČI ZA MMDS V SLOVENIJI

Vhodni podatki za sistem MMDS Lastovka TV so zajeti v **poglavju V.2**. Izračun gostote pretoka moči v praznem prostoru [30] izračunamo po enačbi

$$S_0^{(2)} = \eta_A \frac{P \cdot G}{4\pi d^2}, \tag{VI.15}$$

kjer je $P$ (v W) moč, dovedena anteni, $G$ je dobitek antene, $\eta_A$ je izkoristek antene in $d$ (v m) je razdalja med oddajno anteno in opazovano točko.

Vhodni podatki za izračun slabljenja zaradi padavin so zajeti v **tabeli VI.3**. Z upoštevanjem slabljenja $L_{0,01}$ na celotni trasi med oddajnikom MMDS (oddajnik Krvavec) in sprejemno točko dobimo rezultate za gostoto pretoka moči $S_{M0,01}$ na različnih oddaljenostih od oddajnika, ki v 99,99 % časa teoretično ne bo manjša od izračunanih v **tabeli VI.4**. Vrednost gostote pretoka moči signala MMDS bo v 99,99 % časa med vrednostjo za prazen prostor $S_0^{(2)}$, ko ni padavin, in vrednostjo $S_{M0,01}$, ko bo na celotni trasi povprečno deževno vreme.

V **prilogi 6** je prikazana karta pokrivanja s programom Radio Mobile [66], ki služi bolj za grafično predstavo pričakovanega pokrivanja in izbiro merilnih točk.

| MMDS Krvavec: azimut θ = 270°, nagib φ = -3°, vertikalna polarizacija (VP) | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| **R [km]** | **θ [°]** | **G** | **$S_0^{(2)}$ [dBW/m$^2$]** | **$L_{0,01}$ [dB]** | **$S_{M0,01}$ [dBW/m$^2$]** |
| 5 | 15 | 3,9 | -90,3 | 6,3 | **-96,6** |
| 10 | 7,5 | 10,4 | -92,1 | 10,1 | **-102,2** |
| 15 | 5,5 | 12,1 | -94,9 | 12,9 | **-107,8** |
| 20 | 3,5 | 12,9 | -97,1 | 14,9 | **-112,0** |
| 25 | 3,0 | 13,0 | -99,1 | 16,5 | **-115,6** |
| 30 | 2,4 | 12,8 | -100,7 | 17,8 | **-118,5** |
| 35 | 2,1 | 12,4 | -102,2 | 18,8 | **-121,0** |
| 40 | 1,5 | 12,6 | -103,3 | 19,6 | **-122,9** |
| **MMDS Krvavec: azimut θ=178°, nagib φ=-2°, horizontalna polarizacija (HP)** | | | | | |
| 5 | 15 | 5,2 | -89,1 | 7,2 | **-96,3** |
| 10 | 7,5 | 9,4 | -92,5 | 11,3 | **-103,8** |
| 15 | 5,5 | 11,3 | -95,2 | 14,5 | **-109,7** |
| 20 | 3,5 | 12,5 | -97,3 | 16,8 | **-114,1** |
| 25 | 3,0 | 12,6 | -99,2 | 18,5 | **-117,7** |
| 30 | 2,4 | 12,8 | -100,7 | 20,1 | **-120,8** |
| 35 | 2,1 | 13,0 | -102,0 | 21,2 | **-123,2** |
| 40 | 1,5 | 12,9 | -103,2 | 22,3 | **-125,5** |

***Tabela VI.4:*** *Gostota pretoka moči $S_{M0,01}$ na različnih razdaljah d od oddajnika MMDS*

### VI.2.5 IZRAČUN RAZMERJA C/N ZA KAKOVOSTEN SPREJEM SATELITSKEGA SIGNALA

Iz podatkov, zbranih v **poglavju III**, kjer so podana razmerja *C/N* za uporabljeno modulacijo in želeno pogostnost napake (BER), lahko ocenimo razmerje *C/N*, ki je potrebno za kakovosten sprejem satelitskega signala. Predpostavimo, da sprejema satelitski sprejemnik na Zemlji signal, ki je moduliran z modulacijo QPSK in je sorazmerno slabo zaščiten s kodnim razmerjem *7/8* (kar je redko, tipično je *3/4*). Za kakovosten sprejem signala (pred Reed-Solomonovim dekodiranjem) se zahteva $BER = 2x10^{-4}$ (glej **poglavje V.1**). Iz **slike III.2** razberemo, da je za tak BER potrebno razmerje $E_b/N_0$ približno *5,5 dB*. Iz enačbe (III.29) in ustreznih korekcijskih faktorjev izračunamo sorazmerno razmerje *C/N*

$$\frac{C}{N} = 7{,}58\,dB\,. \qquad \text{(VI.16)}$$

Pri uporabi višje stopnje kodiranja je potrebna vrednost razmerja *C/N* ustrezno manjša. To vrednost vzamemo kot izhodiščno mejno vrednost pri izvajanju meritev.

### VI.2.6 REZULTATI IZRAČUNOV

Po izračunih v **poglavju VI.2.1** je največja dovoljena *gostota pretoka moči* $S_{dmax}$ za sisteme MMDS v Sloveniji -102,5 dBW/m$^2$. Izračunana gostota pretoka moči satelitskega signala $S_{S0,01}$ na Zemlji je v 99,99 % časa med -111,6 dBW/m$^2$ in -118,9 dBW/m$^2$ za horizontalno polarizirane signale in med -111,6 dBW/m$^2$ in -117,8 dBW/m$^2$ za vertikalno polarizirane signale.

Izračunane vrednosti gostote pretoka moči $S_{M0,01}$ sistema MMDS Lastovka TV v Sloveniji bodo v 99,99 % časa med vrednostmi -89,1 dBW/m$^2$ (ni padavin) in -125,5 dBW/m$^2$ (padavine) za horizontalno polarizirane signale ter med -90,3 dBW/m$^2$ (ni padavin) in -122,9 dBW/m$^2$ (padavine) za vertikalno polarizirane signale (**tabela VI.4**). Glede na geografski položaj Slovenije in klimatsko karto dežja lahko izračunane vrednosti posplošimo na večji del osrednje Evrope.

Po izračunanih vrednostih lahko sklepamo, da bo največja dovoljena vrednost signala MMDS (predpisana po ITU [29] in z lastnostmi oddajnega sistema kot v času analize [3]) presežena le na razdaljah, krajših od 10 kilometrov od oddajnika MMDS. Na teh razdaljah bi teoretično lahko prišlo do motenj sprejema satelitskega signala. Ta trditev je bila z lastno merilno metodo preizkušena v praksi, katere rezultati so navedeni v **poglavju VII**.

# VII. PRAKTIČNI DEL METODE – MERITVE

Sodoben sprejemnik sistema DVB ima določeno mejno vrednost pogostnosti bitne napake (BER), do katere sistem še kakovostno deluje. Te vrednosti se razlikujejo glede na uporabljeno vrsto in stopnjo modulacije. Satelitski sistemi (DVB-S) uporabljajo modulacijo QPSK in dvojno zaščito pred napakami FEC (Viterbi in Reed-Solomon) [16], medtem ko zemeljski sistemi (DVB-T) uporabljajo modulacije QAM in enojno zaščito (Reed-Solomon) [18, 20]. Do popačitve signala (poslabšanje BER) lahko pride kjer koli na prenosni poti signala (modulacija, frekvenčne pretvorbe, demodulacija) zaradi šuma v prenosnem kanalu ali napak modulacije na nizu podatkov. Beli Gaussov šum določene jakosti prekriva koristen signal. Iz šuma in moduliranega signala lahko določimo razmerje *C/N* (v dB). Vsakemu razmerju *C/N* ustreza določen BER.

Veličina, ki jo dejansko merimo, je moč signala RF, medtem ko $E_b$ izhaja iz informacijske teorije in iz potrebe, da se zaradi lažje primerjave poenotijo lastnosti različnih formatov modulacij in kodnih shem. Od tod izhajajo krivulje z razmerji BER in $E_b/N_0$ (glej **sliko III.2** in **sliko III.3**). Energijo enega bita $E_b$ lahko enostavno pretvorimo v moč nosilnega signala *C* (v Ws) z enačbo

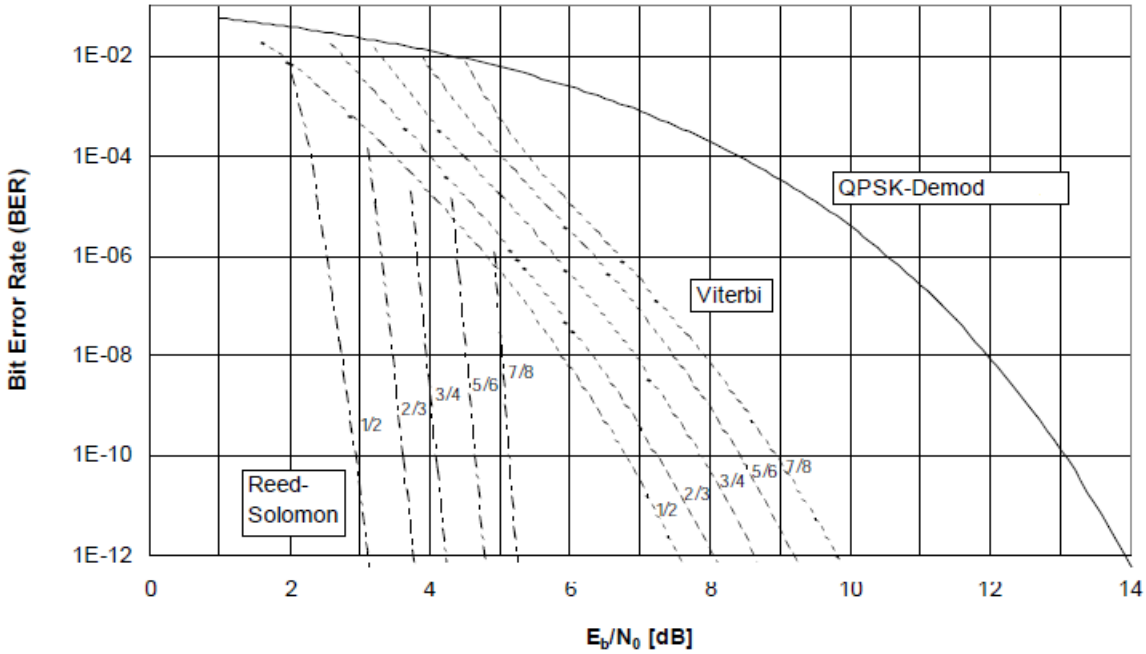
$$C = E_b \cdot \log_2(M) \cdot R_S, \qquad \text{(VII.1)}$$

kjer je $E_b$ energija enega bita, *M* je število simbolov v konstelacijskem diagramu in $R_S$ je simbolna hitrost (število simbolov v sekundi).

Dejansko pa lahko merimo moč nosilnega signala (*C*) in moč šuma (*N*) v obravnavanem pasu. Iz teh meritev izračunamo razmerje *C/N* in naprej ustrezno razmerje $E_b/N_0$. Na **sliki VII.1** [21] so prikazane teoretične vrednosti BER za ustrezna razmerja $E_b/N_0$ za različno kodirane signale QPSK. Ta razmerja vzamemo kot podlago za komentar merilnih rezultatov.

Pri meritvah je pomembno, da natančno vemo, kje merimo razmerje *C/N* in katere vrednosti so bile uporabljene za podrejene parametre. Najpomembnejša veličina je pasovna širina šuma. Razmerje *C/N* lahko merimo *v prenosnem kanalu* ali *na sprejemniku*. Meritev *v prenosnem kanalu* ni vprašljiva, *na sprejemniku* pa je lahko na različnih mestih. Za poenostavitev obravnave predpostavimo, da sta pasovna širina sprejemnika in oblikovanje pasu povsem določena že z nizkopasovnimi filtri z dvignjenim kosinusom, ker je namen ostalih RF (ali IF) filtrov le predizbor signala. Tako lahko modeliramo

sprejemnik (merilni instrument) kot širokopasovni sprejemnik s pasovnoprepustnim filtrom z dvignjenim kosinusom, ki sledi demodulaciji (več o tem v [21]).




***Slika VII.1:*** *BER proti $E_b/N_0$ za modulacijo QPSK za različne stopnje kodiranja po Viterbiju in Reed-Solomonu za sprejem satelitskega signala po standardu DVB-S [21]*

Uporabimo in preuredimo enačbe (III.29) do (III.35), ki upoštevajo popravek razmerij *C/N* in $E_b/N_o$ zaradi sprejemnih filtrov

$$\frac{S_{Spr}}{N_{Spr}}[dB] = \frac{C}{N} + 10 \cdot \log\left[\frac{(1-\frac{\alpha}{4})}{(\frac{R_S}{B_N})}\right], \qquad \text{(VII.2)}$$

$$\frac{E_{bSpr}}{N_{0Spr}}[dB] = \frac{E_b}{N_0} + 10 \cdot \log(1-\frac{\alpha}{4}). \qquad \text{(VII.3)}$$

Pri razmerju *C/N* je korekcijski faktor odvisen od velikosti faktorja roll-off ($\alpha$), simbolne hitrosti ($R_S$) in pasovne širine sistemskega šuma ($B_N$), ki določa moč šuma. Če za pasovno širino sistemskega šuma vzamemo zaseden frekvenčni pas, se prejšnja enačba poenostavi ($B_N/R_S = 1+\alpha$) , popravek je konstanten, določa ga le faktor $\alpha$. Pri sistemih DVB-S je $\alpha = 0{,}35$ (glej **tabelo III.3**) in korekcijski faktor v enačbi (VII.2) je enak *0,906 dB*. Pri razmerju $E_b/N_0$ je korekcijski faktor vedno odvisen le od faktorja α, ki je za sistem DVB-S enak *-0,398 dB*. Enačbi (VII.2) in (VII.3) se glasita

$$\frac{S_{Spr}}{N_{Spr}}[dB] = \frac{C}{N} + 0{,}906\,, \qquad \text{(VII.4)}$$

$$\frac{E_{b\,Spr}}{N_{0\,Spr}}[dB] = \frac{E_b}{N_0} - 0{,}398\,. \qquad \text{(VII.5)}$$

Iz prvega korekcijskega faktorja (*0,906*) bi lahko sklepali, da se razmerje *C/N* na filtru sprejemnika izboljša, toda to je le zato, ker je pasovna širina sistemskega šuma večja od pasovne širine šuma sprejemnika. Drugi korekcijski faktor (*-0,398*) kaže realnejšo sliko. Razmerje $E_b/N_0$ se dejansko malenkostno poslabša zaradi sprejemnega filtra; filter mora primerno prepustiti spekter RF-signala tudi na robovih pasu, sorazmerno temu mora prepustiti tudi več šumne moči kot moči signala.

To so torej parametri in korekcije, ki jih moramo upoštevati pri analiziranju merilnih rezultatov.

## VII.1 ZASNOVA MERILNE METODE

Merilna metoda se osredotoča na razmerje signal/šum oziroma kakovost sprejetega signala (merjeno z BER in subjektivno oceno slike), zato na začetku definiramo pojma nosilni signal in šum, ki ju merimo [21]. V idealnem sistemu bo vsa moč radiofrekvenčnega signala (nosilnega signala) porabljena v pasovni širini signala, ki jo zapišemo z enačbo

$$B_{QPSK} = f_C \pm (1+\alpha)\cdot R_S\,, \qquad \text{(VII.6)}$$

kjer je $f_c$ frekvenca nosilnega signala, $R_S$ simbolna hitrost modulacije in $\alpha$ faktor roll-off uporabljenega filtra. Za sisteme DVB-S je spekter prepustnega pasu signala QPSK oblikovan s filtrom z dvignjenim kosinusom.

Nivo šuma je neželena moč motilnega signala, ki je prisotna v sistemu, ko odstranimo želeni signal. Moč motilnega signala je manj natančno definirana od moči želenega signala, ker ni povsem natančno določenega pasu za meritev šuma. Najpogostejše izbire za pasovno širino šuma so [21]:

1. *Širina kanala.* V sistemih, kjer je komunikacija razdeljena po kanalih, se za obravnavo šuma izbere kar širina kanala (pri satelitskih sistemih je to 27 MHz ali več).
2. *Simbolna hitrost.* Za digitalne modulacije, ki razdelijo Nyquistovo filtriranje enakomerno med oddajnik in sprejemnik, je pasovna širina šuma enaka simbolni hitrosti.
3. *Zaseden frekvenčni pas.* Za digitalne modulacije, ki uporabljajo Nyquistovo filtriranje, je zasedena širina pasu moduliranega signala *enaka* $(1+\alpha)\cdot R_S$ (enačba (III.35)).

Merilna skupina DVB-MG [64], ki se ukvarja z meritvami sistemov DVB, je izbrala *zaseden frekvenčni pas* kot standardno definicijo za pasovno širino šuma v sistemih DVB-S, kar smo uporabili tudi pri meritvah v okviru te disertacije. Pri meritvah in izračunih predpostavimo, da je moč šuma enakomerno porazdeljena čez cel frekvenčni spekter, ki ga obravnavamo in jo tako lahko opišemo s spektralno gostoto moči šuma $N_0$ v 1 Hz širokem pasu. S preprostim množenjem šumne moči $N_0$ v 1 Hz in dejanske širine obravnavanega pasu $B_{QPSK}$ dobimo skupen šum v sistemu

$$N = N_0 \cdot B_{QPSK} \,. \qquad \text{(VII.7)}$$

S študijem sistemov DVB in analizo sobivanja primerljivih sistemov smo ugotovili, da dobimo najbolj zanesljive rezultate, če merimo neposredno v radijskem kanalu. Zelo pomembno je, da pravilno izberemo opremo in jo ustrezno nastavimo. Da se izognemo napakam zaradi slabljenj ali drugim napakam, ki bi jih potencialno v merilni sistem vnesli deli merilne opreme, je najbolj zanesljivo delo z razmerji. Absolutne vrednosti signalov so tako manj pomembne.

Z izračuni smo ugotovili, s kasnejšimi meritvami pa to tudi potrdili, da so pomembni parametri, ki jih lahko nastavljamo na oddajniku MMDS in ki vplivajo na sprejem signala BSS, naslednji: centralna frekvenca oddajnika ($f$), nivo signala/oddajna moč oddajnika ($C$), simbolna hitrost ($R_S$), kodno razmerje ($R_C$) in polarizacija signala (horizontalna ali vertikalna).

## VII.2 MERITVE NA REALNIH SISTEMIH

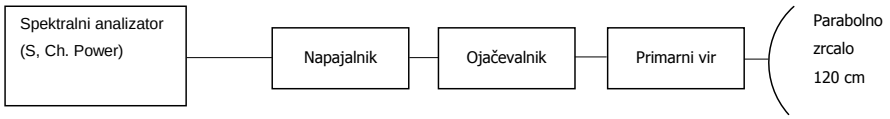
### VII.2.1 POSTAVITEV PROBLEMA

Merilne točke so bile izbrane tako, da je bila mogoča primerjava z izračuni. Od oddajnika MMDS Krvavec si je sledilo 10 točk proti jugu in 8 proti zahodu, kakor sta bili usmerjeni sektorski anteni sistema MMDS (185 in 270 stopinj). Razdalja med točkami je bila približno 5 kilometrov. Meritve so bile opravljene na frekvenčnem območju 12 GHz (merilni sistem A1, **slika VII.2**) in posredno preko LNB na medfrekvenci 1 GHz (merilni sistem B1, **slika VII.3**). Merilni sistem sestavljajo naslednji elementi:

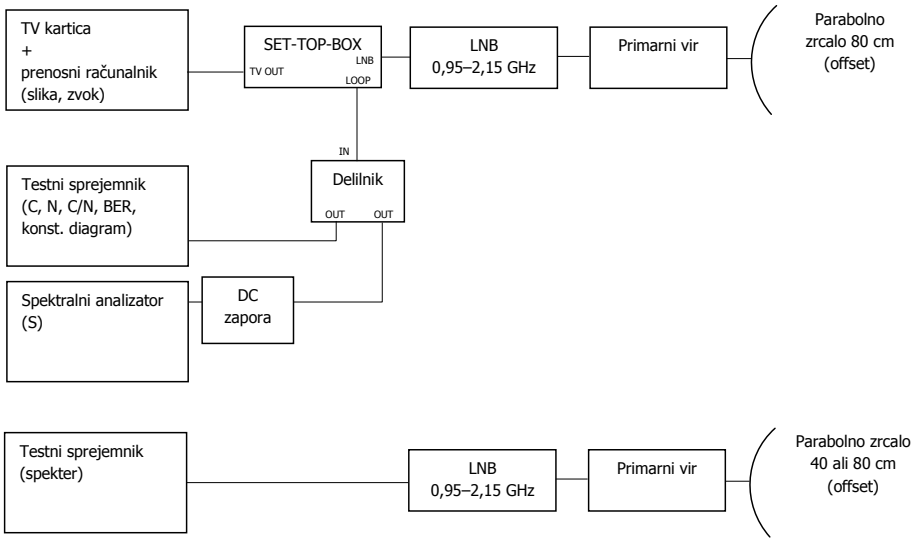
Merilni sistem A1: spektralni analizator, napajalnik, predojačevalnik (6–18 GHz), primarni vir (lijak), parabolna antena (120 cm). Z merilnim sistemom A1 smo merili moč $P$ v dBm (iz moči se izračuna gostota pretoka moči $S$ v W/m$^2$ ali dBW/m$^2$).

Merilni sistem B1: spektralni analizator, testni sprejemnik, TV-kartica in prenosni računalnik, set-top-box, LNB (0,95–2,15 GHz), primarni vir, delilnik, DC-zapora, parabolna antena (80 cm, offset). Z merilnim sistemom B1 smo merili naslednje parametre: moč $P$ (v dBm), ki smo jo

preračunali v gostoto pretoka moči *S* (v dBW/m$^2$), nivo signala *C* (v dBμV), nivo šuma *N* (v dBμV), *BER*, *C/N* (v dB), in *konstelacijski diagram*.




***Slika VII.2:*** *Blok shema merilnega sistema A1*




***Slika VII.3:*** *Blok shema merilnega sistema B1*

| **Parameter** | **BSS (HOTBIRD 8, ASTRA)** | **MMDS Lastovka TV (Krvavec)** |
|---|---|---|
| Položaj | 13° E (HotBird 8), 19,2° E (Astra) | 143218E, 461752N |
| Frekvenčno območje | 10,7–12,75 GHz | 11,986–12,331 GHz |
| Število transponderjev | 64 (HotBird 8) | 10 |
| Referenčni kanal | 12,303 GHz (SLO 1) | - |
| Polarizacija | Dvojna linearna | Dvojna linearna |
| Simbolna hitrost | 27,500 MS/s | 28,100 MS/s |
| Kodno razmerje | 3/4 | 3/4 |
| Oddajna moč | 52 dBW (HotBird 8), 51 dBW (Astra) | -6 dBW |
| Standard | DVB | DVB |

***Tabela VII.1:*** *Nastavitve merjenih sistemov BSS in MMDS*

Merjeni sistemi (satelita HotBird in Astra ter sistem MMDS na Krvavcu) so bili nastavljeni tako, kot je to zapisano v **tabeli VII.1**. V nadaljevanju so povzete le pomembnejše veličine, ki smo jih merili, podrobnosti pa so zajete v poročilu raziskovalne študije [3]. Cilj meritev je bilo poiskati ujemanje s teoretično predvidenimi vrednostmi in poiskati prave parametre, ki v praksi vplivajo na kakovost sprejema satelitskih signalov.

### VII.2.2 REZULTATI MERITEV

| Razdalja med merilnim sistemom in oddajnikom MMDS Krvavec | Vreme | Gostota pretoka moči S [dBW/m$^2$] | | |
|---|---|---|---|---|
| | | Astra | HotBird | MMDS |
| 5,3 km (JZ) | jasno | -108,2 | -107,6 | -90,4 |
| 9,9 km (J) | jasno | -106,6 | -107,4 | -105,5 |
| 14,1 km (J) | megleno | -107,6 | -111,0 | -87,8 |
| 19,9 km (J) | megleno | -107,9 | -107,2 | -90,2 |
| 24,7 km (J) | jasno | -112,7 | -112,9 | -97,7 |
| 29,2 km (JJZ) | jasno | -110,0 | -112,0 | -101,6 |
| 29,0 km (JJV) | megleno/dež | -107,6 | -108,1 | -94,4 |
| 34,5 km (J) | jasno | -107,5 | -107,4 | -97,8 |
| 40,0 km (J) | jasno | -109,9 | -109,1 | -101,5 |
| 45,2 km (J) | gosta megla | -107,5 | -110,6 | -99,8 |
| 49,8 km (J) | oblačno | -110,2 | -109,8 | -103,8 |
| 14,4 km (JZ) | oblačno | -110,3 | -109,5 | -90,9 |
| 19,9 km (JZ) | obačno | -110,1 | -110,4 | -95,5 |
| 5,5 km (Z) | jasno | -109,2 | -111,4 | -112,6 |
| 10,2 km (Z) | jasno | -110,7 | -114,2 | -93,2 |
| 15,1 km (Z) | jasno | -109,7 | -117,2 | -93,5 |
| 19,7 km (Z) | jasno | -110,4 | -111,9 | -95,2 |
| 24,3 km (Z) | jasno | -107,3 | -107,4 | -94,5 |
| 30,1 km (Z) | jasno | -110,1 | -110,0 | -109,7 |

***Tabela VII.2:*** *Rezultati meritev gostote pretoka moči S signalov BSS Astra, HotBird in MMDS Lastovka z merilnim sistemom A1 (na frekvenčnem pasu 12 GHz) [3].*

V **tabeli VII.2** so povzeti le obdelani rezultati meritev s sistemom A1, merjeno neposredno na frekvenčnem pasu 12 GHz. Upoštevana so vsa slabljenja, dobitki in ojačanja. Uporabljena je bila naslednja merilna oprema: signalni analizator Agilent MXA N9020A (20,0 Hz–26,5 GHz) in osno simetrična parabolna antena (120 cm, G = 41 dBi). Pri meritvah je bila uporabljena funkcija *'Max Hold and Update'*. Hkrati se je merila tudi moč v kanalu, ki pa ni zajeta v tej tabeli.

Izmerjene vrednosti gostote pretoka moči za izbrani merjeni sistem MMDS Lastovka TV (oddajna točka Krvavec) so od -87,8 do -112,6 dBW/m2. Rezultati so zbrani v zadnjem stolpcu **tabele VII.2** [3]. Kot vidimo, so bili na nekaterih točkah prisotni večji padci jakosti polja od pričakovanih, kar pripisujemo smernim diagramom anten in lokalnim razmeram v času meritev. Izmerjene vrednosti signalov MMDS kažejo tudi na nekaj decibelov večje nivoje signalov od izračunanih (glej **tabelo VI.4** in **tabelo VII.2**). Sklepamo, da je v času meritev oddajnik MMDS deloval z višjo močjo in/ali antenski sistem na oddajni točki je bil drugačen od vhodnih podatkov za izračune. Povprečni izmerjeni nivoji gostote pretoka moči satelitskih signalov BSS Astra so okrog *-109 dBW/m*$^2$ in za sisteme BSS HotBird okrog *-110 dBW/m*$^2$, kar kaže na dobro ujemanje za izračuni. Rezultati za signale BSS so zajeti v **tabeli VII.2** v tretjem in četrtem stolpcu. Vreme je bilo v približno 80 % časa jasno, v 20 % časa pa deževno ali megleno, med oddajnikom in merilnim sprejemnikom pa je bila na vseh točkah direktna vidljivost (LoS).

| Razdalja od oddajnika MMDS Krvavec | Vreme | C [dBµV] | | N [dBµV] | | C/N [dB] | | BER | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | MMDS vklopljen | MMDS izklopljen | MMDS vklopljen | MMDS izklopljen | MMDS vklopljen | MMDS izklopljen | MMDS vklopljen | MMDS izklopljen |
| 5,3 km (JZ) | jasno | 75,0 | 75,0 | 62,0 | 62,0 | 13,0 | 13,0 | $1,6 \times 10^{-5}$ | $1,4 \times 10^{-5}$ |
| 9,9 km (J) | jasno | 75,5 | 75,5 | 63,0 | 63,0 | 12,5 | 12,5 | $3,0 \times 10^{-5}$ | $2,4 \times 10^{-5}$ |
| 19,9 km (J) | delno oblačno | 75,0 | 74,5 | 63,0 | 63,0 | 12,0 | 12,0 | $4,9 \times 10^{-5}$ | $4,3 \times 10^{-5}$ |
| 29,2 km (JJZ) | delno oblačno | 75,5 | 75,5 | 62,5 | 65,5 | 13,5 | 10,0 | $3,5 \times 10^{-5}$ | $3,1 \times 10^{-5}$ |
| 40,0 km (J) | jasno | 73,5 | 73,5 | 62,5 | 63,0 | 11,0 | 10,5 | $8,6 \times 10^{-5}$ | $1,2 \times 10^{-4}$ |
| 15,1 km (Z) | jasno | 73,5 | 73,5 | 62,5 | 62,0 | 11,0 | 11,5 | $7,2 \times 10^{-5}$ | $7,3 \times 10^{-5}$ |
| 24,3 km (Z) | jasno | 75,0 | 74,5 | 62,0 | 62,0 | 13,0 | 12,5 | $4.,3 \times 10^{-5}$ | $3,9 \times 10^{-5}$ |

***Tabela VII.3:*** *Rezultati meritev signala BSS HotBird z merilnim sistemom B1 pri vklopljenem in izklopljenem sistemu MMDS Lastovka (merjeno na medfrekvenci 1 GHz) [3]*

V **tabeli VII.3** [3] so zajeti rezultati meritev z merilnim sistemom B1. Merilo se je na medfrekvenci 1 GHz. Uporabljena je bila naslednja merilna oprema: profesionalni testni sprejemnik Kathrein MSK33 in offset parabolna antena (D = 0,8 m). S temi meritvami smo poleg gostote pretoka moči merili parametre, ki govorijo o kakovosti signala: razmerje signal/šum (*C/N*) in pogostnost bitne napake (*BER*). Na vsaki merilni točki smo merili dvakrat, z vklopljenim in izklopljenim sistemom MMDS. Meritve in subjektivna ocena zvoka ter slike [35] niso pokazale statistično pomembnih razlik. Poudariti moramo, da je bila

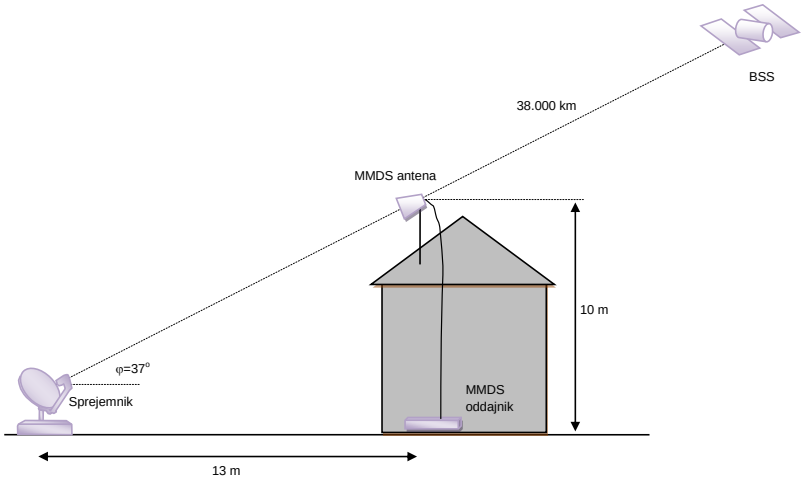
razlika med frekvencama nosilnih signalov MMDS in BSS približno 10 MHz. Kot je prikazano v **poglavju VII** te disertacije, ima frekvenčni zamik pomemben vpliv na motnje. Upoštevana so vsa slabljenja, dobitki in ojačanja. Merili smo signal BSS HotBird na referenčnem kanalu 12.303 MHz [3, 29]. Nastavitve so bile skladne s podatki, tako da je bil sprejemnik uklenjen na kanal. Najbližja kanala MMDS sta bila 12.293 MHz (frekvenčni zamik 10 MHz) in 12.331 MHz (frekvenčni zamik 27 MHz). Sliko in zvok smo preverjali na testnem sprejemniku (TV-kartica + prenosni računalnik) [35]. Vzporedno z meritvami na medfrekvenci smo s spektralnim analizatorjem na frekvenci 12 GHz preverjali nivo signala (*C*) in nivo šuma (*N*) ter posredno razmerje *C/N*. Odstopanje med meritvami je bilo manjše od 3 dB. Pri korekcijah ima pomembno vlogo tudi samodejna korekcija dobitka (AGC), ki regulira nihanje signala. Tako je samo direktna metoda meritev (sistem A1) na 12 GHz primerna za korektno oceno nivojev signalov.

Čeprav so izmerjeni nivoji signalov na večini točk za nekaj decibelov višji, kot je določeno v [29], in izračuni kažejo na teoretično možnost motenja, pri meritvah satelitskih signalov nismo zaznali motenj, ki bi bile posledica hkratnega delovanja sistemov MMDS in sistemov BSS.

## VII.3 SIMULACIJA NAJBOLJ NEUGODNE SITUACIJE

### VII.3.1 POSTAVITEV PROBLEMA

Na **sliki VII.4** je prikazana geografska razporeditev oddajnika BSS na satelitu, oddajnika MMDS na Zemlji in satelitskega ali MMDS sprejemnika v najbolj neugodnem primeru.




***Slika VII.4:*** *Razporeditev oddajnika BSS, oddajnika MMDS in sprejemnika BSS/MMDS v najbolj neugodnem primeru*

Testni merilni sistem [49] je bil zasnovan tako, da je zajel najbolj neugodno možno situacijo – oddajnik BSS, oddajnik MMDS in sprejemnik BSS/MMDS na zveznici (**slika VII.4**). Lahko smo izmerili čiste signale, brez motilnih odbojev, saj v bližnji okolici ni bilo objektov ali drugih ovir, do oddajnika pa je bila direktna vidljivost. Položaj oddajnika BSS je stalen (tega ne moremo spreminjati), lahko pa smo vplivali na višino postavitve oddajne antene MMDS in mesto postavitve sprejemnega sistema. Oddajni sistem MMDS je bil popolnoma nastavljiv (**tabela VII.4**).

| **Parameter** | **BSS NA SATELITU HOTBIRD 8** | **MMDS NA POLIGONU V LJUBLJANI** |
|---|---|---|
| Položaj | 13° E (geostacionarna orbita) | 14 33 18 E, 46 03 15 N (na Zemlji) |
| Frekvenčno območje | 10,700–12,750 GHz | 11,610–11,820 GHz |
| Število transponderjev | 64 (HotBird 8) | 2 |
| Referenčni kanal | 11,623 GHz (RTL) | 11,623 GHz, 11,633 GHz, 11,638 GHz, ali 11,643 GHz |
| Polarizacija | VP | VP |
| Simbolna hitrost (SR) | 27,500 MS/s | 27,500, 28,100 ali 30,000 MS/s |
| Kodno razmerje (CR) | 3/4 | Nastavljivo |
| Oddajna moč | 52 dBW | Nastavljiva (od -20 do 0 dBW) |
| Modulacija | QPSK | QPSK |
| Standard | DVB | DVB |

***Tabela VII.4:*** *Nastavitve merjenih sistemov na testnem poligonu v Ljubljani [49]*

Na merilnem mestu smo postavili dva vzporedna merilna sistema:

Merilni sistem A2 – spektralni analizator, osno simetrična parabolna antena (120 cm).

Merilni sistem B2 – profesionalni merilni satelitski sprejemnik, offset parabolna antena (8 cm).

Z merilnim sistemom A2 smo merili moč P na frekvenci transponderja s satelita HotBird. Z merilnim sistemom B2 smo merili *BER*, *C*, *N* (šum in motilni signal), konstelacijski diagram (subjektivno), uklenjenost na kanal in subjektivno kakovost slike [35].

### VII.3.2 REZULTATI MERITEV

Rezultati meritev parametrov signalov BSS, ko je bil motilni oddajnik MMDS izključen, so podani v **tabeli VII.5** [49]. Osnovni parametri so imeli naslednje vrednosti: simbolna hitrost $R_S = 27{,}500\ MS/s$, stopnja kodiranja $R_C = 3/4$ in vertikalna polarizacija. Parameter *BER* smo merili pred (VBER) in po (CBER) Viterbijevem kodiranju.

Rezultati meritev, ko je bil motilni oddajnik MMDS vključen, so prikazani na **sliki VII.5** [49]. Opravljenih je bilo več kot 1.500 meritev pri različnih kombinacijah parametrov. Na tej sliki so zajeti le najpomembnejši rezultati.

Na motilnem oddajniku MMDS smo spreminjali naslednje parametre:

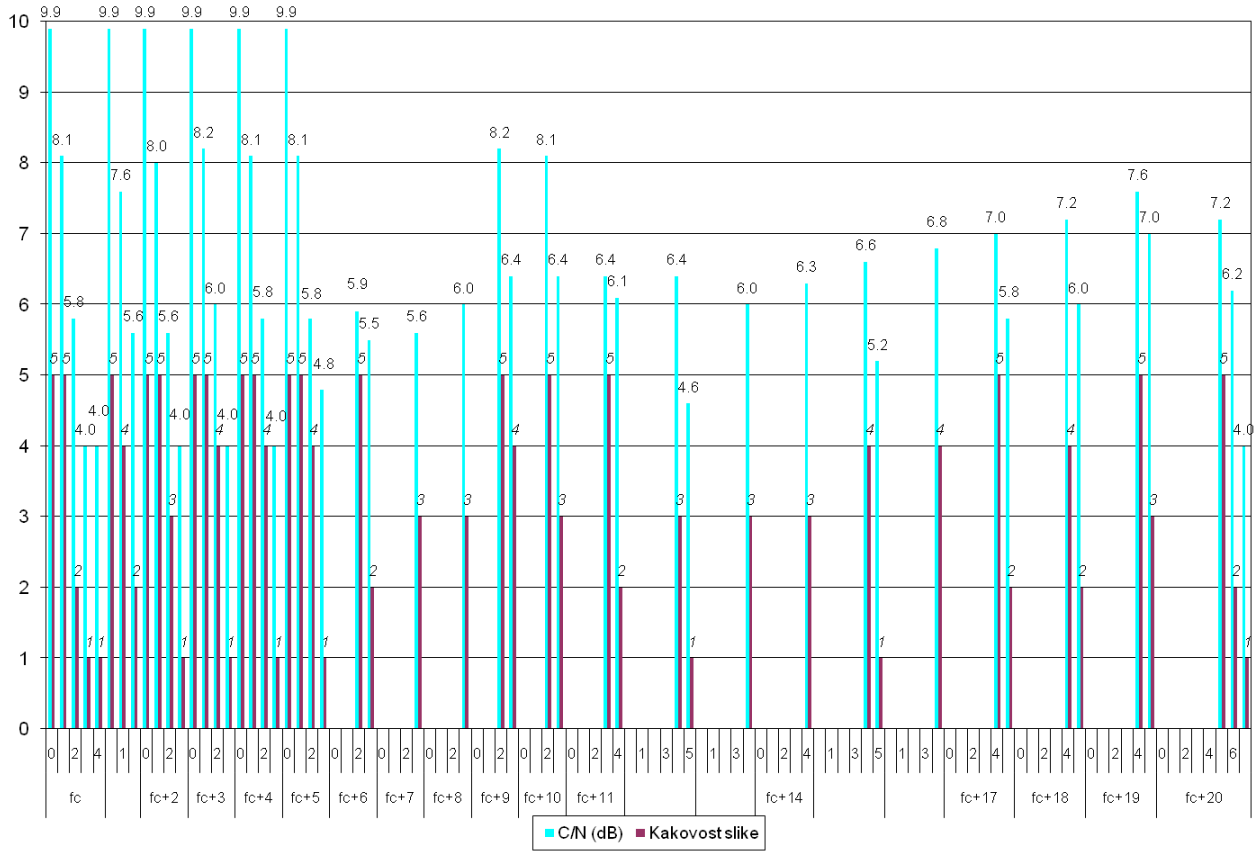
- *frekvenco motilnega oddajnika MMDS* $\boldsymbol{f_M}$ ($f_M = f_C + n$, n = 0–20 MHz),
- *simbolno hitrost* $\boldsymbol{R_S}$ (27,500, 28,100, 30,000 Mbit/s),
- *kodno razmerje* $\boldsymbol{R_C}$ (1/2, 3/4, 5/6) in
- *moč oddajnika* $\boldsymbol{P_M}$.

| $f_C$ [MHz] | C [dBµV] | C/N [dB] | VBER | CBER | Uklenjen na kanal | Opomba |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 12.111 | 77,5 | 10,5 | $3x10^{-4}$ | $1x10^{-8}$ | DA | Nosilni signal |
| 12.092 | 67,0 | / | / | / | / | Šum |

***Tabela VII.5:*** *Rezultati meritev signalov BSS HotBird na referenčni frekvenci $f_c$, ko je bil motilni oddajnik MMDS izključen [49]*

Metodo smo postavili tako, da se je spreminjala frekvenca motilnega oddajnika ($f_M$) v korakih po 1 MHz. Začetna frekvenca motilnega oddajnika $f_M$ je bila enaka frekvenci nosilnega signala ($f_C$ = 12.111 MHz, signal s satelita HotBird), potem pa smo frekvenco motilnega oddajnika spreminjali vse do frekvence, ki je bila 20 MHz višja od nosilnega signala (približno polovico širine kanala). Na frekvenci nosilnega signala $f_C$ smo izvedli meritve razmerja *C/N* in subjektivno oceno slike [35] pri vseh kombinacijah moči oddajnika $P_M$, simbolne hitrosti in kodnega razmerja. Oddajno moč oddajnika MMDS ($P_M$) smo povečevali v korakih od 0 do 7 ($P_{M0}$, $P_{M1} = P_{M0}$ + 7,1 dB, $P_{M2} = P_{M1}$ + 3,6 dB, $P_{M3} = P_{M2}$ + 3,1 dB, $P_{M4} = P_{M3}$ + 2,2 dB, $P_{M5} = P_{M4}$ + 1,8 dB, $P_{M6} = P_{M5}$ + 0,3 dB, $P_{M7} = P_{M6}$ + 1,4 dB). Zaradi narave izhodne stopnje ojačevalnika koraki niso bili enakomerni. Vsak korak pomeni x-decibelno povečanje oddajne moči glede na prejšnji nivo – npr. začetni korak 0 pomeni 65,8 dBµV, korak 1 pomeni 72,9 dBµV in tako naprej. Kakovost slike smo ocenjevali v korakih od 1 do 5 (1 = ni slike, 2 = slika zamrznjena, 3 = kvadratki v sliki, slika ni stabilna, 4 = občasne motnje, 5 = čista slika brez motenj). V času meritev smo ves čas merili BER in preverjali konstelacijski diagram modulacije.

Na **sliki VII.5** so na nekaterih frekvencah in pri nekaterih stopnjah moči oddajnika MMDS namenoma spuščene vrednosti razmerja *C/N* in vrednosti parametra *'kakovost slike'*. V teh primerih je razmerje *C/N* enako 8 dB ali več, kakovost slike pa je enaka 5. Pri izbrani modulaciji (in kodiranju) zahteva dober BER primerno razmerje *C/N*.




***Slika VII.5:*** *Rezultati meritev razmerja C/N (svetle črte) in subjektivne ocene kakovosti slike (temne črte) na nosilnem signalu satelita fc = 12.111 MHz, ko je bil motilni oddajnik MMDS vklopljen. Na abcisi je prikazana frekvenca oddajnika motilnega signala, na ordinati pa je dvojna skala: vrednosti razmerja C/N (0 do 10 dB) in subjektivna ocena kakovosti slike (1 do 5).*

Iz rezultatov meritev BER in hkratnih meritev *C/N*, lahko trdimo, da so vrednosti BER = $2x10^{-4}$ ali boljše (po Viterbijevem kodiranju CBER) dovolj dobre za sprejem čiste slike brez motenj, vrednost CBER najmanj $1x10^{-3}$ pa je dovolj, da je sprejemnik uklenjen na kanal, četudi to pomeni sliko malo slabše kakovosti (kvadratki, občasno zamrznjena slika).

Iz rezultatov meritev na testnem sistemu sklepamo, da bo sprejem koristnega signala satelitov BSS odlične kakovosti (ocena 5 in BER $2x10^{-4}$ ali boljši), če velja:

- razmerje *C/N* je 8,0 dB ali več, če je motilni signal na isti frekvenci kot nosilni signal ali do 5 MHz od nosilnega signala;
- razmerje *C/N* je 6,5 dB ali več, če je motilni signal na frekvenci 6 do 20 MHz od nosilnega signala;
- če je razmerje *C/N* 8 dB ali več, je sprejemnik zanesljivo uklenjen na kanal;

- sprememba *simbolne hitrosti* in *kodnega razmerja* motilnega signala nima pomembnega vpliva na kakovost sprejema nosilnega signala.

Ker so bile meritve narejene pri enaki relativni sprejeti moči signalov BSS in MMDS, lahko vpliv vremena zanemarimo.

Iz **slike VII.5** lahko vidimo, da ima frekvenčni premik motilnega signala velik vpliv na dovoljeno moč motilnega oddajnika (v našem primeru MMDS). Na primer, frekvenčni premik za 6 MHz omogoča povečanje moči oddajnika MMDS za 3,5 dB, frekvenčni premik za 11 MHz omogoča povečanje moči za 6,5 dB in frekvenčni premik za 17 MHz omogoča povečanje moči oddajnika MMDS za 9 dB. V teh meritvah je bila širina kanala želenega in motilnega signala ves čas enaka.

# VIII. SKLEP

Izračuni in dovolj velik vzorec merilnih rezultatov kažejo na to, da motilni digitalni signali lahko sobivajo z obstoječimi želenimi digitalnimi signali na istem frekvenčnem in istem geografskem območju, ne glede na vremenske razmere, če je doseženo ustrezno razmerje *signal/motnja*. Ta sklep je sprejet na osnovi teoretičnih izračunov, meritev na realnem sistemu in meritev na testnem sistemu.

V disertaciji sem obdeloval signale digitalnih satelitskih (BSS) in zemeljskih (MDSS) radiodifuznih sistemov. Izračuni po priporočilih ITU in izbrana metodologija so dali podlago za obsežne terenske meritve v širši okolici Ljubljane in na posebej za to disertacijo zgrajenem testnem sistemu na obrobju Ljubljane. Objektivno kakovost želenega signala sem določil z dvema parametroma, *C/N* in *BER*. Subjektivno kakovost signala sem določil s kakovostjo predvajane slike in zvoka ter jo ocenil s številkami od 1 do 5 (1 – najboljše, 5 – najslabše). Pomemben vpliv na kakovost sobivanja digitalnih signalov na istem frekvenčnem območju in istem geografskem območju imajo nekateri parametri, na katere lahko vplivamo z ustreznimi nastavitvami. Na kakovost sobivanja pomembneje vplivajo naslednji parametri:

- lokaciji motilnega oddajnika in motenega sprejemnika (oddaljenost in usmeritev anten),
- frekvenca motilnega oddajnika $f_M$,
- oddajna moč motilnega oddajnika $P_M$,
- majhen vpliv ima kodno razmerje $R_C$,
- simbolna hitrost $R_S$ ne igra pomembne vloge,
- padavine,
- vpliv ostalih parametrov lahko zanemarimo.

Dodatno k naštetim parametrom je zelo pomembna izbira pravega antenskega sistema na oddajni strani (velja za prizemne sisteme). Antena s primernimi lastnostmi (smerni diagram, dobitek) pomembno vpliva na oblikovanje pogojev za sobivanje sistemov. Sobivanje dveh podobnih digitalnih sistemov na istem frekvenčnem in geografskem območju je torej mogoče, če imajo parametri enega in drugega primerne nastavitve in če smo izbrali primerno anteno.

Praktični sklep te disertacije je ta, da imajo omejitve v določilih ITU [29] velik vpliv na tehnične karakteristike oddajnih sistemov na Zemlji. Nekateri parametri, ki jih omenjena določila predpisujejo, ne odražajo resnične situacije na terenu in ne upoštevajo razvoja tehnologije (razvoj sprejemnikov, uporaba

novejših digitalnih modulacij, prilagodljiv red modulacije ...). Ena od posledic je ta, da so prizemni sistemi v nekaterih državah bolj omejeni, kot bi bilo to potrebno. Glede na rezultate izračunov in meritev lahko trdim, da je v enačbi iz določil ITU (V.1) ključen predvsem parameter *R – zaščitno razmerje med želenim in motilnim signalom*. Ta vrednost je za digitalne sprejemnike trenutno postavljena na 30 dB. Odločitev za postavitev te številke pred več kot desetletjem leži najverjetneje v občutljivosti za motnjo takratnih sprejemnikov. Glede na rezultate obsežnih meritev (**slika VII.5**) in teoretičen izračun razmerja *signal/motnja* (VI.16), ki kaže na dobro ujemanje teoretičnega in praktičnega dela, je zaščitna vrednost 30 dB občutno previsoka. Primerna vrednost parametra *R*, ki bi jo na podlagi vsega opisanega priporočal, je **11 dB** (8 dB + 3dB v primeru zares slabih lokalnih vremenskih razmer), kar bi v praksi pomenilo največjo dovoljeno gostoto pretoka moči motilnih signalov okrog -84 dBW/m$^2$. To je primerna vrednost signala za sisteme MMDS, da je njihov sprejem teh tudi v primeru slabšega vremena nemoten, sobivanje s sistemi BSS pa mogoče.

Priporočilo velja za satelitske signale BSS, ki uporabljajo modulacijo QPSK in ob predpostavki, da je motnja posledica delovanja sistema MMDS.

## VIII.1 PRISPEVEK K ZNANOSTI

### DOLOČITEV KRITERIJEV ZA PREVERJANJE MOŽNOSTI SOBIVANJA DIGITALNIH SISTEMOV NA ISTEM FREKVENČNEM OBMOČJU

Trenutna priporočila, ki zajemajo kriterije za sobivanje digitalno obdelanih signalov na istem frekvenčnem območju, so zelo omejevalna in ne upoštevajo razvoja tehnike. To pomeni pretirana potrebna zaščitna razmerja, ki omejujejo uporabo nekaterih sistemov. V disertaciji sem natančno obdelal parametre (**poglavje III.3**), ki pri sodobnih digitalnih komunikacijskih sistemih prispevajo k temu, da se informacije, ki se prenašajo med dvema točkama, ustrezno obdelajo, zaščitijo in na spektralno učinkovit način prenesejo. Robni kriteriji, ki so rezultat te obdelave, zagotavljajo kakovosten signal, ki ustreza kriterijem mednarodne telekomunikacijske zveze ITU. V analizi sobivanja (**poglavje IV**) so natančno opisane metode za konkretno preverjanje sobivanja sistemov v različnih situacijah.

### DOLOČITEV RAZMERIJ SIGNAL/MOTNJA ZA KAKOVOSTEN SPREJEM (ŽELENIH) DIGITALNIH SIGNALOV OB SOBIVANJU DRUGIH (MOTILNIH) DIGITALNIH SIGNALOV NA ISTEM FREKVENČNEM OBMOČJU

Sodobne tehnike za digitalno obdelavo signalov zahtevajo vedno večji izkoristek prenosnega kanala. V njem pa je še vedno pomemben kriterij razmerje med *koristnim signalom* in *motnjo* (včasih tudi razmerje med *motnjo* in *lastnim šumom sprejemnika*). Potrebno razmerje je odvisno od vrste parametrov, predvsem

pa od gostote pretoka moči in centralne frekvence. Pri nekaterih sistemih (tudi v primeru, ki sem ga obdelal), ki uporabljajo digitalne signale, so ta razmerja postavljena še dokaj nenatančno, včasih izhajajo celo iz časov analogne tehnike. Tako realno stanje pri uporabi teh sistemov ne odslikava stanja v priporočilih. Na konkretnem primeru sem z izračuni in s praktičnimi meritvami prišel do realnih zaščitnih razmerij *signal/motnja* v določenih mejnih pogojih (**poglavje VII** in **sklep**).

#### POSTAVITEV METODE ZA ENOSTAVNO PREVERJANJE MOŽNEGA SOBIVANJA DIGITALNIH SIGNALOV RAZLIČNIH VIROV NA ISTEM FREKVENČNEM OBMOČJU

Metoda, ki sem jo postavil (**poglavje IV.7**), je dovolj preprosta, da je uporabna za hitro in uspešno preverjanje sobivanja digitalnih signalov na istem frekvenčnem območju. Preverjanje je lahko teoretično – izračuni (**poglavje VI**) ali praktično – z meritvami (**poglavje VII**). Prvo je uporabno, dokler oba sistema (želeni in motilni) še ne delujeta, ali pa ne deluje le eden od njiju (npr. motilni). Kasneje, ko želimo preveriti dejansko stanje na terenu, pa uporabimo praktično metodo in ustrezen merilni sistem. Metoda je predvsem namenjena regulatorjem, s pridom pa jo lahko uporabijo tudi bodoči operaterji MMDS ali drugi.

#### OBLIKOVANJE PREDLOGA ZA POPRAVEK PRIPOROČILA ITU

Doktorska disertacija temelji na priporočilu ITU, ki obstaja že vrsto let, a je po rezultatih te disertacije potreben prenove. Rezultat raziskovalnega dela pomeni tudi konkreten predlog za popravek dela tega priporočila oziroma spremembo določenega kriterija v njem. Prvi predlog za obravnavo je bil jeseni 2011 s strani države Slovenije poslan na delovno skupino ITU WP4 (**Priloga 4** in [49]).

## VIII.2 PREDLOGI ZA NADALJNJE RAZISKAVE

Merilno metodo bi razširili na meritve pri različnih kombinacijah širine kanala želenega in motilnega signala. Zaradi vedno večje prisotnosti širokopasovnih sistemov (širina kanala 5 MHz in več), bi bile take meritve zelo koristne.

Na strani motilnega in želenega sistema bi uporabili različne modulacije višjega reda (16QAM, 64QAM, 256QAM in višje) in naredili križne preskuse občutljivosti za posamezne parametre.

Naredili bi raziskavo mogočega sobivanja prizemnih radiodifuznih oddajnikov in določili konkretne varnostne parametre, kot na primer oddajne moči, ločitvene razdalje med oddajniki, uporabo primernih modulacij in drugo.

Razvili bi oddajno anteno za sistem MMDS, ki bi s primernim smernim diagramom omogočila dovoljeno jakost polja v celotnem servisnem območju sistema MMDS.

# KRATICE IN IZRAZI

| | |
|---|---|
| ADSL | Asymmetric Digital Subscriber Line |
| ADT | Aplication Data Tables |
| AGC | Automatic Gain Control |
| AM | Amplitude Modulation |
| ASK | Amplitude Shift Keying |
| ATPC | Automatic Transmitted Power Control |
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BCH | Bose, Chaudhuri, Hocquenghem Code |
| BER | Bit Error Rate |
| BEM | Block Edge EIRP Density Mask |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| BSS | Broadcasting Satellite Service |
| BWA | Broadband Wireless Access |
| BWCF | Band Width Correction Factor |
| CDMA | Code Division Multiple Access |
| COFDM | Coded OFDM |
| DAB | Digital Audio Broadcasting |
| DRM | Digital Radio Mondiale |
| DVB | Digital Video Broadcasting |
| DTH | Direct To Home |
| EESS | Earth Exploration Satellite Service |
| EIRP | Effective Radiated Power |
| ENG/OB | Electronic News Gathering and Outside Broadcasting |
| EMO | Equivalent Modulation Order |
| FCC | Federal Communication Commission |
| FER | Frame Error Ratio |
| FSS | Fixed Satellite Service |
| FWA | Fixed Wireless Access |
| FEC | Forward Error Correction |
| FSL | Free Space Loss |
| FSPL | Free Space Propagation Loss |
| FDMA | Frequency Division Multiple Access |
| FDM | Frequency Division Multiplexing |
| FH | Frequency Hopping |
| FM | Fade Margin |

| | |
|---|---|
| FM | Frequency Modulation |
| FSK | Frequency Shift Keying |
| GSO | Geostationary Earth Orbit |
| GMDSS | Global Maritime Distress & Safety Systems |
| GPS | Global Positioning System |
| GSM | Global System for Mobile Communications |
| HSDPA | High Speed Downlink Packet Access |
| HARQ | Hybrid Automatic Repeat Request |
| ICI | Inter Carrier Interference |
| IPF | Interference Protection Factor |
| ISOP | Interference Scenario Occurence Probability |
| ITU | Internationa Telecommunication Union |
| ICAO | International Civil Aviation Agency |
| LOS | Line of Site |
| LDPC | Low Density Parity check Code |
| LNB | Low Noise Block |
| LTE | Long Term Evolution |
| MMS | Meritime Mobile Service |
| MBWA | Microwave Broadband Wireless Access |
| MMDS | Microwave Multipoint (Microwave) Distribution System |
| MCL | Minimum Coupling Loss |
| MGBR | Minimum Gross Bit Rate |
| MSS | Mobile Satellite Service |
| MER | Modulation Error Ratio |
| MB-OFDM | Multiband OFDM |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output |
| MTA | Multiple Technology Allowance |
| MPE FER | Multiprotocol Encapsulation Frame Error Ratio |
| MPMP | Multipoint to Multipoint |
| NTIA | National Telecommunications and Information Administration |
| NTSC | National Television System Committee |
| NFD | Net Filter Discrimination |
| NLOS | Non Line of Site |
| OFDMA | Orthogonal Frequency Division Multiple Access |
| PL | Path Loss |
| PAPR | Peak to Average Power Ratio |
| PAL | Phase Alternating Line |
| PSK | Phase Shift Keying |
| PMP | Point To Multipoint |
| PTP | Point To Point |
| PFD | Power Flux Density |
| PLC | Power Line Communication |
| PLMN | Public Land Mobile Service |
| PAM | Pulse Amplitude Modulation |
| PRF | Pulse Repetition Frequency |

| | |
|---|---|
| QAM | Quadrature Amplitude Modulation |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying |
| QEF | Quasi Error Free |
| RPE | Radiation Pattern Envelope |
| RAD | Radio Astronomy Service |
| RSV | Reed Solomon Viterbi |
| SF | Safety Factor |
| SNR | Signal to Noise Ratio |
| SUI | Stanford University Interim Propagation Model |
| SR | Symbol Rate |
| TDMA | Time Division Multiple Access |
| TDM | Time Division Multiplexing |
| UWA | Ultra Wide Band |
| UMTS | Universal Mobile Telecommunication Service |
| VSAT | Very Small Apperture Terminal |
| VDSL | Very-high bit rate Digital Subscriber Line |
| WIFI | Wireless Fidelity |
| WLAN | Wireless LAN |
| WIMAX | Worldwide Interoperability for Microwave Access |

# PRILOGE

## PRILOGA 1 – KRITERIJI ZA OCENO SOBIVANJA ŠIROKOPASOVNIH SISTEMOV Z IZBRANIMI SISTEMI

| Sistem | Frekvenca | Opis sistema | Kriterij | Dokument |
|---|---|---|---|---|
| FS, FWA | 3,5-10,5 GHz | Povezave točka-več točk, točka-točka | I/N (rms/1MHz) = -20 dB, $I_{pk}/N_{rms}$ (50 MHz) = +5 dB (velja za vršno interferenco, ki je nižja kot vršni Raileighov šum) | Za rms: ITU-R Rec. F.1094<br>Za vršno: ECC Report 64 (rezultati testiranj) |
| MSS | 1,5 GHz, 3,5 GHz, 6,5 GHz | Sateliti Immarsat | 1 % termičnega šuma (I/N = -20 dB); Največji dovoljeni nivo motnje: -140,09 dBm (Tip1), -145,82 (Tip2) | ECC Report 64 |
| EESS | 1,4-10,7 GHz | Sateliti za raziskovanje Zemlje | **EESS-pasivni:**<br>-158,3 dBm/MHz (1,4 GHz),<br>-159 dBm/MHz (6,9 GHz)<br>-156 dBm/MHz (10,6 GHz)<br>**EESS-aktivni:**<br>-113 dBm/MHz (2 GHz)<br>-172 dBm/MHz (2,2 GHz)<br>-124 dBm/MHz (8 GHz) | ITU-R 1029-2 |
| RAS | 600 MHz-6,6 GHz | Radijska astronomija | / | ITU-R RA.769 |
| DVB-T | 174-230 MHz, 470-582 MHz, 582-862 MHz | Prizemni digitalni radiodifuzni sistem | C/N | ITU-R Rec. BT.1368-3 |
| T-DAB | 47-68 MHz, 87,5-108 MHz, 174-230 MHz, | Prizemni digitalni radio | C/N | Wiesbaden 1995, Poseben dogovor |

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 1452-1492 MHz | | | |
| Bluetooth | 2,45 GHz | Radijska povezava kratkega dosega | C/I = 20 dB (na osnovi meritev) | ECC Report 64 |
| RLAN | 5,250 GHz (srednja frekvenca) | IEEE 802.11 | Izmerjen C/I za približno 10 % okvirnih napak (BER~$10^{-5}$): 6 dB (za 6Mb/s), 10 dB (18 Mb/s), 24 dB (za 36 Mb/s), 26 dB (za 54 Mb/s) | ECC Report 64 |
| IMT-2000 | 1800 MHz, 1900 MHz, 2100 MHz, 2600 MHz | Zemeljski mobilni sistemi | **MS:** -115 dBm/MHz ($I_{max}$)<br>**BS:** I/N = -13 dB (urbano področje) | ECC Report 64 (na osnovi simulacije, ki je zajela vzorec govornih in podatkovnih prenosov) |
| RNSS | Pasovi med 1164 in 1610 MHz | Sateliti za radijsko navigacijo (GPS, GALILEO, GLONASS) | GALILEO: -111,3 dBm/MHz (mejna vrednost za skupno širokopasovno motnjo na sprejemniku), I/N = -6 dB<br>GLONASS: -112 dBm/MHz, I/N = -6 dB | ITU-R M.1088, ITU-R M.1317, ITU-R M.1477, ITU-R M.1479, ITU-R M.1318 |
| FSS | 3,4-4,2 GHz, 4,5-4,8 GHz, 7,25-7,75 GHz | Fiksni satelitski sistemi | Največji doprinos motnje k šumu je 1 % skupne vrednosti | ITU-R S.1432 (za frekvence <15 GHz) |
| Meteorooški radarji | 2,8 GHz, 5,6 GHz, 9,4 GHz | Meteorološki radarji | I/N = - 10 dB | ITU-R M.1464 (2,8 GHz)<br>ITU-R M.1638 (5,6 GHz) |

# PRILOGA 2 – PODATKI O SATELITIH HOTBIRD IN ASTRA

| Satelit | Pozicija | EIRP[6] | Število aktivnih transponderjev | Širina pasu posameznega transponderja (MHz) | Frekvenčni pas (GHz) |
|---|---|---|---|---|---|
| HOTBIRD 2 | 13° E | 53 dBW (SB*), 50 dBW (WB*) | 20 | 33 | 11,45–11,70; 11,70–12,50 |
| HOTBIRD 3 (sedaj EUROBIRD 10) | 10° E | 52 dBW | 20 | 33, 49,5 | 12,10–12,50 |
| HOTBIRD 6 | 13° E | 52 dBW | 32 | 38, 41,5 | 10,70–10,95; 10,95–11,20; 11,45–11,70; 12,50–12,75; 19,70–20,2; 12,6–12,75 |
| HOTBIRD 7A | 13° E | 52 (53) dBW | 38 | 24, 33, 36, 47, 50 | 10,70–10,95; 11,20–11,55; 11,70–12,50; 12,50–12,75 |
| HOTBIRD 8 | 13° E | 52 dBW | 64 | 24, 33, 36, 47, 50 | 11,70–12,75 |
| ASTRA 1E | 19,2° E | 51 dBW | 18/66 | 26 (FSS) / 33 (BSS) | 10,70–12,10 |
| ASTRA 1F | 19,2° E | 51 dBW | 20/56 | 26 (FSS) / 33 (BSS) | 11,20–12,50 |
| ASTRA 1G | 19,2° E | 51 dBW | 28/56 | 26 (FSS) / 33 (BSS) | 10,70–12,75 |
| ASTRA 1H | 19,2° E | 51 dBW | 32/56 | 26 (FSS) / 33 (BSS) / 500 MHz (pas K) | 11,70–30,00 |
| ASTRA 1KR | 19,2° E | 51 dBW | 32(28)/64 | 26 | 10,70–11,70 |
| ASTRA 2C | 19,2° E | 51 dBW | 32(28)/56 | 26 (FSS) / 33 (BSS) | 10,70–12,20 |

*SB = Superbeam, WB = Widebeam

[6] Oddajna moč EIRP na satelitu, ki velja za območje Slovenije (podrobnosti so na strani www.eutelsat.com)

# PRILOGA 3 – FREKVENCE SATELITSKIH SISTEMOV BSS

| Številka kanala | Centralna frekvenca (MHz) | Številka kanala | Centralna frekvenca (MHz) |
|---|---|---|---|
| 1 | 11.727,48 | 21 | 12.111,08 |
| 2 | 11.746,66 | 22 | 12.130,26 |
| 3 | 11.765,84 | 23 | 12.149,44 |
| 4 | 11.785,02 | 24 | 12.168,62 |
| 5 | 11.804,20 | 25 | 12.187,80 |
| 6 | 11.823,38 | 26 | 12.206,98 |
| 7 | 11.842,56 | 27 | 12.226,16 |
| 8 | 11.861,74 | 28 | 12.245,34 |
| 9 | 11.880,92 | 29 | 12.264,52 |
| 10 | 11.900,10 | 30 | 12.283,70 |
| 11 | 11.919,28 | 31 | 12.302,88 |
| 12 | 11.938,46 | 32 | 12.322,06 |
| 13 | 11.957,64 | 33 | 12.341,24 |
| 14 | 11.976,82 | 34 | 12.360,42 |
| 15 | 11.996,00 | 35 | 12.379,60 |
| 16 | 12.015,18 | 36 | 12.398,78 |
| 17 | 12.034,36 | 37 | 12.417,96 |
| 18 | 12.053,54 | 38 | 12.437,14 |
| 19 | 12.072,72 | 39 | 12.456,32 |
| 20 | 12.091,90 | 40 | 12.475,50 |

Opomba: dodeljena frekvenca je 11.708,30 + 19,18·*n*, kjer je *n* številka kanala.

# PRILOGA 4 – PREDLOG ZA POPRAVEK ITU APPENDIX 30 ANNEX 3

**Radiocommunication Study Groups**

Received: 7 October 2011

**Document 4A/597-E**
**13 October 2011**
**English only**

**Slovenia (Republic of)**

PROPOSAL TO RE-EXAMINE ANNEX 3 OF RR APPENDIX **30**

Republic of Slovenia proposes to Working Party 4A to re-examine Annex 3 of Appendix **30** of ITU Radio Regulations:

*"Method for determining the limiting interfering power flux-density at the edge of a broadcasting-satellite service area in the frequency bands 11.7-12.2 GHz (in Region 3), 11.7-12.5 GHz (in Region 1) and 12.2-12.7 GHz (in Region 2), and for calculating the power flux-density produced in these bands by a terrestrial station, or by a transmitting earth station in the fixed-satellite service in the band 12.5-12.7 GHz"*

to enable more flexible conditions for terrestrial systems in way to optimize

R: the protection ratio (dB) between the wanted and interfering signals.

Our proposal is based on the study:

"New Elements for the Coexistence of Digital Broadcasting Satellite Systems With Multi-Channel Multipoint Distribution Systems" of Mr. Tomi Mlinar and Mr. Leopold Gregorač published in "IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 55, NO. 2, JUNE 2009"

as initiative of a part of Slovene industry.

The study is enclosed in the Annex to this document.

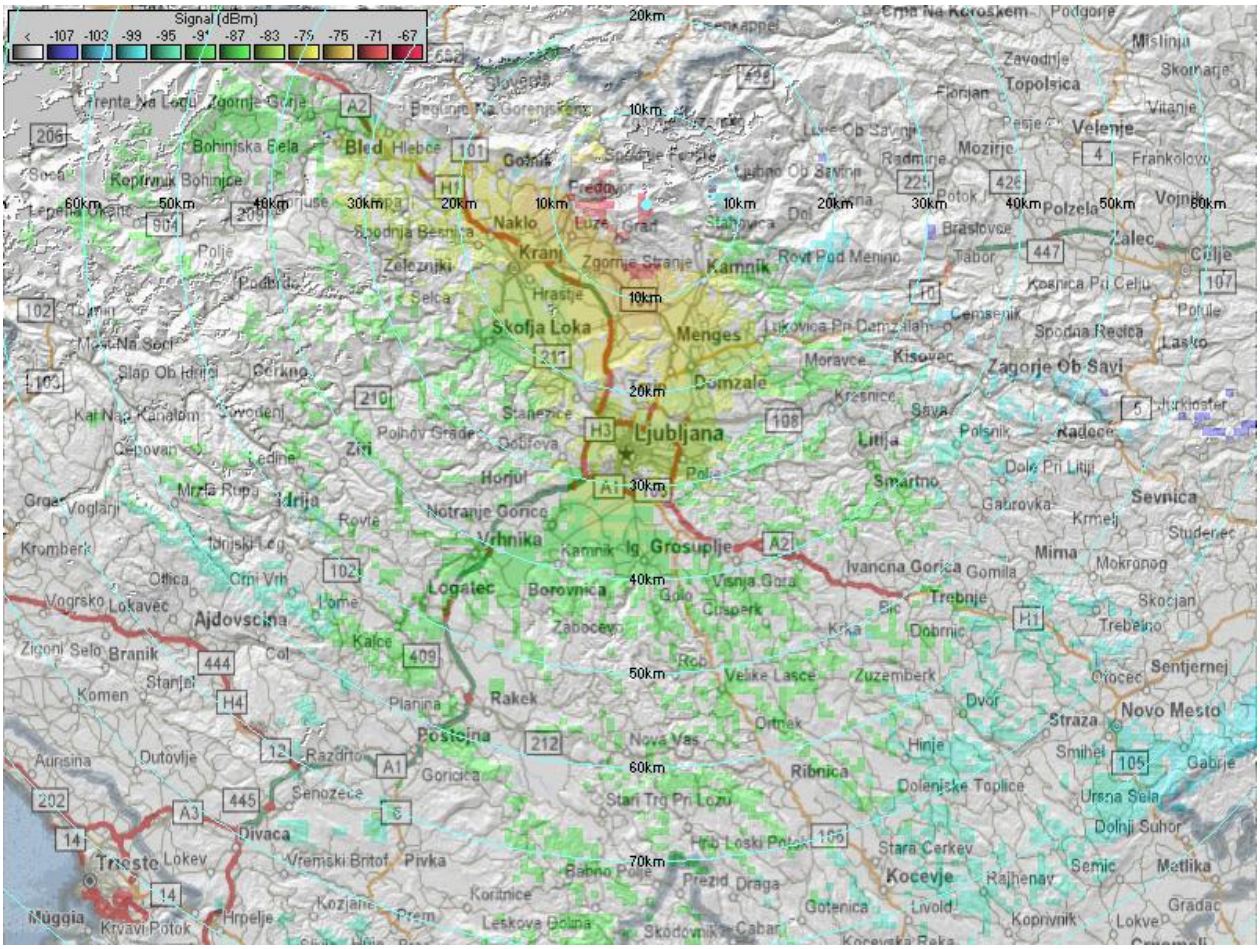
**Annex:** 1

Pojasnilo: predlog je bil jeseni 2011 z ustreznim spremnim dopisom poslan na delovno skupino ITU WP4. Kot predstavnica države Slovenije ga je vložila Agencija za pošto in elektronske komunikacije. V prvi obravnavi je bil konec maja 2012 na zasedanju delovne skupine ITU WP4A (podskupina WP4A 1C). Rezultati bodo objavljeni v poročilu predsedujočega tej delovni skupini, gospoda Jacka Wengryniuka, naslednja obravnava pa bo predvidoma jeseni 2012.

# PRILOGA 5 – PRIPOROČILA ITU-R, SERIJA P

| Priporočilo ITU-R | Opis |
|---|---|
| P.525 | Slabljenje v praznem prostoru. |
| P.528 | Propagacijske krivulje za aeronavtične mobilne stroitve in radijsko navigacijo, ki uporabljajo VHF, UHF in SHF pasove. |
| P.618 | Podatki o propagaciji in predikcijske metode za povezave Zemlja–vesolje. |
| P.1238 | Informacija o propagaciji za kratke razdalje, posebej za notranjost prostorov v frekvenčnih pasovih od 900 MHz do 100 GHz. |
| P.1411 (P.1407) | Vsebuje propagacijske metode za kratke razdalje na prostem, v frekvenčni pasovih od približno 300 MHz do 100 GHz. Metode so primerne za razdalje do 1 kilometra. Podpoglavje, ki se ukvarja z lastnostmi smeri sprejema signalov, se je preneslo v Priporočilo ITU-R P.1407, kjer so na voljo dodatne in bolj osnovne informacije o propagaciji. |
| P.452 | Opisuje postopek za ocenjevanje mikrovalovnih motenj med postajami na površini Zemlje na frekvencah nad 0,7 GHz |
| P.1546 | Vsebuje metodo za načrtovanje poljskih jakosti za sisteme pokrivanja točka-področje za prizemne storitve v frekvenčnem območju od 30 MHz do 3 GHz. Metode so primerne za razdalje od 1 do 1000 kilometrov. |

## PRILOGA 6 – RADIJSKO POKRIVANJE S TOČKE MMDS KRVAVEC




Pojasnilo: na sliki je prikazan izračun pokrivanja terena v okolici oddajne točke MMDS Krvavec. Za vhodne podatke so bili uporabljeni podatki iz frekvenčnega dovoljenja: lokacija oddajnika, moč oddajnika, delovna frekvenca (12 GHz), smerni diagram anten, azimuti celic (185$^{o}$ in 270$^{o}$) in drugo. Kot rezultat je barvno prikazana jakost polja (v dBm). Karta pokrivanja se zaradi visoke delovne frekvence skoraj povsem ujema s karto vidnosti. Izračun pokrivanja je bil narejen s programom Radio Mobile [66]. Na podlagi karte pokrivanja so bile izbrane merilne točke.

# LITERATURA

[1] Analysis of Potential MVDSS Interference to DBS in the 12.2-12.7 GHz Band, MITRE Technical Report, April 2001.

[2] Bit Error Ratio BER in DVB as a Function of S/N, Application Note, Rohde & Schwarz, Broadcasting Division.

[3] Budin J., Gregorač L., Gajšek S., Mlinar T., "Strokovna študija o delovanju sistema MMDS Lastovka TV s Krvavca in obravnava možnega sožitja s satelitskimi signali na ozemlju Slovenije", poročilo št. ITK-EM-2006-LastovkaTV-001, Ljubljana, december 2006.

[4] Budin J., Eggert S., Gregorač L., Von Klitzing L., Mlinar T., Elektromagnetna sevanja, Inštitut za telekomunikacije, ISBN 961-91385-1-1, 2004.

[5] Blogh, J. S., Hanzo L., Third-Generation Systems and Intelligent Wireless Networking, smart antennas and adaptive modulation, John Wiley and Sons Ltd., 2002.

[6] Chandra P., Bensky A., Olexa R., Dobkin D. M., Lide D., Wireless Networking, Elsevier Inc., 2008.

[7] Dalgleish D.I., An introduction to Satellite communications, Peter Peregrinus Ltd., London, United Kingdom, 1991.

[8] ECC, "Guidelines for Accommodation and Assignment of Multipoint Fixed Wireless Systems in Frequency bands 3.4-3.6 GHz and 3.6-3.8 GHz", ECC Recommendation (04)05.

[9] ECC, "The analysis of the coexistence of point-to-multipoint FWS cells in the 3.4-3.8 GHz band", ECC Report 33, Revised in Vilamoura, February 2006.

[10] ECC, "Technical Criteria of Digital Video Broadcasting Terrestrial (DVB-T) and Terrestrial-Digital Audio Broadcasting (T-DAB) Allotment Planning", ECC Report 49, Copenhagen, April 2004.

[11] ECC, "The protection requirements of radiocommunications systems bellow 10.6 GHz from generic UWB applications", ECC Report 64, Helsinki, February 2005.

[12] ECC, "Compatibility studies in the band 3400-3800 MHz between broadband wireless access (BWA) systems and other services", ECC Report 100, Bern, February 2007.

[13] Elbert B. R., The Satellite Communication Applications Handbook, Artec House, Inc., 2004.

[14] Erceg V., et al, "An Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Environments", IEEE Journal on selected areas in communications, vol. 17, no. 7, pp.1205-1211, July 1999.

[15] Esli C., Delic H., "Coded OFDM With Transmitter Diversity for Digital Television Terrestrial Broadcasting (Corrected)", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 52, No. 4, pp. 585 – 596, December 2006.

[16] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framin Structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services", EN 300 421 v1.1.2, 1997-08.

[17] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Multipoint Video Distrubution Systems (MVDS) at 10 GHz and above, EN 300 748 v1.1.2, 1997-08.

[18] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for cable systems", EN 300 429 v1.2.1, 1998-04.

[19] ETSI, "Fixed Radio Systems; Point-to-Multipoint equipments and antennas; Generic harmonized standard for Point-to-Multipoint digital fixed radio systems and antennas covering the essential requirements under Article 3.2 of the Directive 1999/5/EC", EN 301 753 v1.1.1, 2001-03.

[20] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Implementation guidelines for terrestrial services; Transmission aspects", TR 101 190 v1.2.1, 2004-07.

[21] ETSI, "Digital Video Broadcasting, Measurements Guidelines for DVB-S Systems", TR 290, May 1997.

[22] Evans B.G., Satellite Communication Systems, The Institution of Electrical Engineers, 3rd edition, London, UK, 2000.

[23] Fa-Long Luo (editor): Mobile Multimedia Broadcasting Standards: Technology and Practice, Springer Science and Business Media, Inc., 2009.

[24] Glover I., Grant P. M., Digital Communications, Pearson Education Ltd., 3rd edition, 2010.

[25] Gu Q., RF system design of transceivers for wireless communications, Springer Science and Business Media, Inc., 2005.

[26] IEEE, "IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks - Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems Amendment 2 - Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2-11GHz", IEEE 802.16a, March 2003.

[27] IEEE, Proposed Antenna Radiation Pattern Envelopes for Coexistence Study, IEEE 802.16.2-01/14, 2001.

[28] ITU, Radio Regulations, Ed. 2004, Geneva, 2004.

[29] ITU, "Method for determing the limiting interfering power flux density at the edge of a broadcasting-satellite service area in the frequency bands 11.7-12.5 GHz (Region 1) and 12.2-12.9 GHz (Region 2), and for calculating the power flux-density produced in these bands by a terrestrial station, or by a transmitting earth station in the fixed-sattelite service in the band 12.5-12.7 GHz, p.123-133", ITU RR Appendix 30, Annex 3, WRC-03, Geneva, 2004.

[30] ITU-R, "Propagation data and prediction methods required for terrestiral line-of-sight systems", P.530-10, Geneva, 2001.

[31] ITU-R, "Reference receiving Earth station antenna pattern for the WARC broadcasting-satellite-service in the 11.7-12.75 GHz band", Rec. BO.1213, Geneva, 2004.

[32] ITU-R "Propagation data and prediction methods required for terrestrial line-of-sight systems, 338-6.

[33] ITU-R, "Prediction procedure for the evaluation of microwave interference between stations on the surface of the Earth at frequencies above about 0.7 GHz", Rec. P.452-13, Geneva, 2007.

[34] ITU-R, "Reference earth-station radiation pattern for use in coordination and interference assessment in the frequency range 2 to about 30 GHz", Rec. S.465-5, Geneva, 2007.

[35] ITU-R, "Methodology for the subjective assessment of the quality of television pictures", Rec. BT.500, Geneva, 2002.

[36] ITU-R, "Calculation of Free-Space Attenuation", Rec. P.525-2, Geneva, 1994.

[37] ITU-R, "Propagation data and prediction methods required for the design of terrestrial line-of-sight systems", Rec. P.530-9, Geneva, 2001.

[38] ITU-R, "Propagation data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunications systems, Rec. P.618-8, Geneva, 2004.

[39] ITU-R, "Reference radiation patterns for line-of-sight radio-relay system antennas for use in coordination studies and interference assessment in the frequency range from 1 to about 40 GHz", Rec. F.699, Geneva, 1997.

[40] ITU-R, "Consideration in the development of criteria for sharing between the terrestrial fixed service and other services", Rec. F.758-3, Geneva, 2003.

[41] ITU-R, “Reference radiation patterns of omnidirectional, sectoral and other antennas in point-to-multipoint systems for use in sharing studies in the frequency range from 1 GHz to about 70 GHz”, Rec. F.1336-2, Geneva, 2004.

[42] ITU-R, “Radiometeorological data”, Rep. 563-4, 1990.

[43] ITU-R, “Propagation data and prediction methods required for earth-space telecommunications systems”, Rep. 564-4, Geneva, 1997.

[44] ITU-R, “Determination of the interference potential between Earth stations of the Fixed Satellite Service and stations in the Fixed Service”, SF.1006, Geneva, 1993;

[45] Johnson R. C., Jasik H., Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill Inc, 1984.

[46] Kamboj V. at all, “Comparision of Path Loss Models for WIMAX in Rural Environment at 3.5 GHz”, International Journal of Engineering Science and Technology (IJEST), Vol. 3 No. 2, February 2011.

[47] Koryu T. Ishii (editor), Handbook of Microwave Technology, Academic Press, Inc., 1995.

[48] Marel G., Bonsquet M., Satellite Communications Systems, John Wiley & Sons Ltd, England, 2002.

[49] Mlinar T., Gregorač L.,”New Elements for the Coexistence of Digital Broadcasting Satellite Systems With Multi-Channel Multipoint Distribution Systems”, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 55, No. 2, pp. 230 – 238, June 2009.

[50] NTIA, “Assessment of compatibility between ultra wideband devices and selected federal systems”, Report 01-38, January 2001.

[51] NTIA, “The Temporal and Spectrum Characteristics of Ultrawideband Signals”, Repor TR-01-383, January 2001.

[52] NTIA, “The temporal and spectral characteristics of ultra wideband signals”, Special Publication 01-43, January 2001.

[53] Oppenheim A. V., Schafer R. W., Digital Signal Processing, Prentice-Hall, 2002.

[54] Panagopoulos A. D., Arapoglou P. M., Chatzarakis G. E., Kanellopoulos J. D., Cottis P. G., “Coexsistence of the Broadcasting Satellite Service With Fixed Service Systems in Frequency Bands Above 10 GHz”, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 52, No. 1, pp. 100 – 107, March 2006.

[55] Proakis J. G., Digital Communications, Fourth Edition, McGraw-Hill, 2001.

[56] Robert C.P., Casella G., Monte Carlo Statistical Methods, Second Edition, Springer, 2004.

[57] Shiomi T., Hatori M. (editors): Wave Sumit Course: Digital Broadcasting, Ohmsha, Ltd., 2000.

[58] Smith S. W., The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, ISBN 0-9660176-3-3, 1997.

[59] Semmar A., Chouinard J.-Y., Pham V. H., Wang X., Wu Y., Lafleche S, "Digital Broadcasting Television Channel Measurements and Characterization for SIMO Mobile Reception", IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 52, No. 4, December 2006.

[60] Seybold J. S., Introduction to RF propagation, John Willey & Sons, Inc., Hoboken, New Jersy, 2005.

[61] "Splošni akt o načrtu uporabe radijskih frekvenc", Uradni list RS, št. 10/2006, 2006.

[62] "The European table of frequency allocations and utilizations in the frequency range 9 kHz to 3000 GHz", ECC Report 25, Lisboa 02-Dublin 03-Kusadasi 04-Copenhagen 04-Nice 07-Baku 08-Kyiv 09.

[63] Wang X., "Broadband Wireless and Sensory Network OFDM and its Application to 4G", The 14th Annual Wireless and Optical Communications Conference, NJ, USA, April 22-23, 2005.

[64] www.dvb.org/index.xml (DVB-MG)

[65] http://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature_amplitude_modulation (QAM)

[66] http://www.cplus.org/rmw/english1.html (Radio Mobile)