



УНИВЕРЗИТЕТ У НИШУ
ЕЛЕКТРОНСКИ ФАКУЛТЕТ



Марко М. Смилић

**ПОВЕЋАЊЕ ИНФОРМАЦИОНОГ
КАПАЦИТЕТА И ПОУЗДАНОСТИ У
БЕЖИЧНИМ ОПТИЧКИМ
КОМУНИКАЦИЈАМА ПРИМЕНОМ
АЛГОРИТАМА АДАПТИВНОГ ПРЕНОСА**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Ниш, 2020.



UNIVERSITY OF NIŠ

FACULTY OF ELECTRONIC ENGINEERING



Marko M. Smilić

**INFORMATION CAPACITY INCREASE AND
RELIABILITY IMPROVEMENT IN FREE SPACE
OPTICAL COMMUNICATION EMPLOYING
ADAPTIVE TRANSMISSION ALGORITHMS**

DOCTORAL DISSERTATION

Niš, 2020.

ПОДАЦИ О ДОКТОРСКОЈ ДИСЕРТАЦИЈИ

Ментор:

др Зорица Николић, редовни професор, Универзитет у Нишу, Електронски факултет

Наслов:

Повећање информационог капацитета и поузданости у бежичним оптичким комуникацијама применом алгоритама адаптивног преноса

Резиме:

У докторској дисертацији су разматрани алгоритми адаптивног преноса и њихов утицај на повећање информационог капацитета и поузданост система. Ови алгоритми су примењени на систем бежичних оптичких комуникација као и на систем радио-фреквенцијских комуникација са диверзити пријемником.

Детаљно је описан систем адаптивног преноса, а на представљени систем су примењени различити алгоритми адаптивног преноса: ORA, OPRA, CIFR и TIFR. Представљена је функција густине вероватноће која комбинује утицај атмосферске турбуленције, атмосферског слабљења и грешке позиционирања која се састоји из прецизности ласера и цитера.

Разматране су и карактеристике FSO система без адаптације. Одређена је вероватноћа грешке по биту и вероватноћа отказа таквог система када је сигнал изложен различитим јачинама атмосферске турбуленције, када је присутан утицај атмосферског слабљења и грешка позиционирања која се састоји из обе поменуте компоненте, када се примењује IM/DD и хетеродинска детекција. За овакав случај је приказано и повећање предајне снаге. Вероватноћа грешке по биту када се користи SIM у комбинацији са бинарном модулацијом као и квадратурном амплитудском модулацијом је такође представљена.

Приказана је анализа капацитета остварених применом ORA, OPRA, CIFR и TIFR алгоритама адаптивног преноса за случајеве IM/DD и хетеродинске детекције. Алгоритми који прилагођују снагу предајника су додатно

анализирани и унапређени у циљу добијања што реалнијих и функционалнијих система. На основу аналитичких израза развијен је модел симулације система са адаптивним преносом како би се потврдили нумерички резултати. Такође, дати су и апроксимативни изрази за коришћене алгоритме адаптивног преноса.

На крају дисертације је извршена анализа адаптивног преноса за бежичне радио-фреквенцијске системе. Као модел фединга коришћена је α -к- μ расподела. Приказани су вероватноћа отказа и количина фединга. Поред алгоритама адаптивног преноса који се користе и код FSO система, представљена је и анализирана примена просторног диверзити пријема која користи пријемник са L антена.

Научна област: Електротехника и Рачунарство
Научна дисциплина: Телекомуникације

Кључне речи: Бежичне комуникације у слободном прстору, Малага модел атмосферске турбуленције, Алгоритми адаптивног преноса, Капацитет канала, Вероватноћа отказа, Вероватноћа грешке по биту, α -к- μ модел фединга, Диверзити пријемник.

UDK: 621.391:624.396.94

CERIF класификација: T180

Тип лиценце креативне заједнице: **CC BY-NC-ND**

INFORMATION ABOUT THE DOCTORAL DISSERTATION

Doctoral Supervisor: PhD Zorica Nikolić, Full professor, University of Niš, Faculty of Electrical Engineering

Title: Information capacity increase and reliability improvement in free space optical communications employing adaptive transmission algorithms

Abstract: This dissertation considers adaptive transmission algorithms and their influence towards increasing information capacity and system reliability. These algorithms are applied to optical wireless communications, as well as to radio-frequency system with diversity receiver.

System of adaptive transmission is described in detail, and different algorithms of adaptation are applied: ORA, OPRA, CIFR, and TIFR. Derived probability density function combines influence of atmospheric turbulence, atmospheric losses and positioning errors that consist of laser pointing precision and jitter.

FSO system without adaptation is also considered. For this case, bit-error rate and outage probability are determined when signal is exposed to different strengths of atmospheric turbulence, when there is atmospheric attenuation and positioning errors due to both main causes, when IM/DD and heterodyne detection are used.

Power penalty is also determined for such system. Bit-error rate is also determined for the case when SIM is used in combination with binary modulation and quadrature amplitude modulation.

Capacity analysis is given for the use of ORA, OPRA, CIFR and TIFR adaptive transmission algorithms, and for IM/DD and heterodyne detection cases. Algorithms used for transmitter power adaptation are additionally analyzed and improved with an aim to obtain realistic and functional systems. Based on analytical expression, simulation model is developed for adaptive transmission systems, which is used to validate numerical results. Approximate expressions are also given for used adaptive algorithms.

Finally, adaptive transmission is considered also for a class of wireless RF systems. Fading model used is based on α - κ - μ distribution. Outage probability and amount of fading are given as representative performance measures. Besides adaptive transmission algorithms used in FSO systems, analysis of space diversity reception is also presented for the general case of using L antennas.

Scientific Field: Electrical Engineering and Computer Science

Scientific Discipline: Telecommunications

Key Words: Free Space Optics communication, Malaga model of atmospheric turbulence, Adaptive transmission algorithms, Channel capacity, Outage probability, Bit Error Rate Probability, α - κ - μ fading model, Diversity receiver.

UDC: 621.391:624.396.94

CERIF Classification: T180

Creative Commons License Type: **CC BY-NC-ND**

ПРЕГЛЕД СЛИКА

Слика 2.1. Модел система адаптивног преноса са прилагођавањем снаге предајника и брзине преноса података	13
Слика 2.1.1.1. Алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са константном снагом предајника и оптималном адаптацијом брзине преноса података	15
Слика 2.1.2.1. Алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података	17
Слика 2.1.3.1. Алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података	19
Слика 2.1.4.1. Редуковани алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података	21
Слика 2.2.1.1. Шема ширења ласерског снопа за Малага модел атмосферске турбуленције	24
Слика 3.1.1. Вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника за различите вредности прецизности помераја ласера	41
Слика 3.1.2. Вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника за различите вредности односа ширине снопа и полупречника детектора	42
Слика 3.1.3. Вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника за различите вредности нивоа прекида	42
Слика 3.1.4. Вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферских турбуленција и врста детекција	44
Слика 3.1.5. Вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите вредности параметра грешке позиционирања и врста детекција	45
Слика 3.1.6. Вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите вредности нивоа прекида и јачине турбуленција	45
Слика 3.2.1.1. Вероватноћа грешке по биту у односу на снагу предајника за различите вредности прецизности помераја ласера	50
Слика 3.2.1.2. Вероватноћа грешке по биту у односу на снагу предајника за различите вредности односа ширине снопа и полуречинка детектора	51
Слика 3.2.1.3. Вероватноћа грешке по биту у односу на параметар грешке позиционирања за различите вредности електричног SNR нивоа	52
Слика 3.2.2.1. Вероватноћа грешке по биту са SIM у комбинацији са бинарним модулацијама за различите јачине атмосферске турбуленције	54
Слика 3.2.2.2. Вероватноћа грешке по биту са SIM у комбинацији са бинарним	55

модулацијама за различите вредности параметра грешке позиционирања	
Слика 3.2.3.1. Вероватноћа грешке по биту са SIM QAM у зависности од различитих формата модулације	58
Слика 3.2.3.2. Вероватноћа грешке по биту са SIM QAM у зависности од стандардне девијације цитера	59
Слика 3.3.1. Повећање предајне снаге за различите нивое вероватноће грешке по биту	61
Слика 3.3.2. Повећање предајне снаге за различите јачине атмосферске турбуленције	62
Слика 3.3.2. Повећање предајне снаге у односу на померај прецизности ласера	63
Слика 4.1. Систем адаптивног преноса са Малага моделом атмосферске турбуленције	65
Слика 4.1.1. Капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса за различите јачине атмосферске турбуленције и врсте детекција	68
Слика 4.2.1. Ниво прекида код OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR	73
Слика 4.2.2. Снага предајника у односу на електрични SNR за различите нивое прекида	74
Слика 4.2.3. Капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите нивое прекида	75
Слика 4.2.4. Капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферске турбуленције и грешке позиционирања	76
Слика 4.2.5. Капацитет канала и нормализован капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на ниво прекида за различите нивое електричног SNR-а	77
Слика 4.4.4.1. Капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR	85
Слика 4.4.4.2. Капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на ниво прекида за различите нивое електричног SNR-а	86
Слика 4.4.4.3. Нивои прага прекида применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите снаге предајника	87
Слика 4.6.1. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за слабу турбуленцију и IM/DD	92
Слика 4.6.2. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног	93

преноса у односу на електрични SNR за слабу турбуленцију и хетеродинску детекцију	
Слика 4.6.3. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за умерену турбуленцију и IM/DD	94
Слика 4.6.4. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за умерену турбуленцију и хетеродинску детекцију	94
Слика 4.6.5. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за јаку турбуленцију и IM/DD	95
Слика 4.6.6. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за јаку турбуленцију и хетеродинску детекцију	96
Слика 5.2.1. Модел система адаптивног преноса са техником диверзити MRC комбиновања са L грана на страни пријемника	101
Слика 5.3.1. Количина фединга за различите моделе фединга за систем без диверзити пријемника	106
Слика 5.3.2. Вероватноћа отказа система без диверзити пријемника у односу на ниво прекида	109
Слика 5.3.3. Вероватноћа отказа система за случај са диверзити пријемником са L грана у односу на ниво прекида	109
Слика 5.4.1. Капацитет канала применом ORA алгорита адаптивног преноса за различите вредности параметра κ	112
Слика 5.4.2. Капацитет канала остварен применом ORA алгорита адаптивног преноса за различити број грана диверзити пријемника	113
Слика 5.5.1. Ниво прага прекида у зависности од примене диверзити комбинера на страни пријемника	117
Слика 5.5.2. Капацитет канала у зависности од нивоа прага прекида и броја грана диверзити пријемника	117
Слика 5.6.1. Капацитет канала остварен применом CIFR алгорита адаптивног преноса за диверзити пријемник са L грана	120
Слика 5.7.1. Капацитет канала остварен применом TIFR алгорита адаптивног преноса за различит број грана диверзити пријемника	123
Слика 5.7.1. Капацитет канала остварен применом TIFR алгорита адаптивног преноса за различите вредности параметара μ и $\bar{\gamma}$	124
Слика 5.8.1. Капацитет канала за различите алгоритме адаптивног преноса са и без диверзити пријемника	125

ПРЕГЛЕД ТАБЕЛА

Табела 2.1. Листа различитих модела атмосферске турбуленције који се могу добити из Малага модела	27
Табела 3.1.1. Вредности параметара коришћених у нумеричким прорачунима	40
Табела 3.2.2. Вредности параметара p и q у зависности од примењене бинарне модулације	53
Табела 5.8.1. Број чланова за који суме конвергирају у зависности од вредности параметара κ и μ	126

САДРЖАЈ

1. УВОД.....	1
2. МОДЕЛ СИСТЕМА АДАПТИВНОГ ПРЕНОСА И МОДЕЛ КАНАЛА.....	12
2.1. Алгоритми адаптивног преноса	14
2.1.1. Алгоритам са константном снагом предајника и оптималном адаптацијом брзине преноса података (ORA).....	14
2.1.2. Алгоритам са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података (OPRA)	16
2.1.3. Алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података (CIFR).....	18
2.1.4. Редуковани алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података (TIFR)	20
2.2. Модел канала.....	22
2.2.1. Атмосферска турбуленција	22
2.2.2. Атмосферско слабљење	28
2.2.3. Грешка позиционирања	28
2.2.4. Функција густине вероватноће комбинованог модела.....	30
3. КАРАКТЕРИСТИКЕ СИСТЕМА БЕЗ АДАПТАЦИЈЕ.....	36
3.1. Вероватноћа отказа система	36
3.2. Вероватноћа грешке по биту	46
3.2.1. Вероватноћа грешке по биту са IM/DD и ООК	47
3.2.2. Вероватноћа грешке по биту са SIM за различите комбинације бинарних модулација	52
3.2.3. Вероватноћа грешке по биту са SIM QAM са квадратурном консталацијом тачака.....	56
3.3. Повећање предајне снаге	59
4. КАПАЦИТЕТ КАНАЛА У СИСТЕМУ СА АДАПТИВНИМ ПРЕНОСОМ.....	64
4.1. Капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса	66
4.2. Капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса	69

4.3.	Капацитет канала добијен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса	78
4.4.	Капацитет канала добијен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса	80
4.4.1.	Режим минималне снаге предајника	82
4.4.2.	Режим средње снаге предајника	83
4.4.3.	Режим максималне снаге предајника	84
4.4.4.	Приказ и анализа добијених резултата	85
4.5.	Апроксимација аналитичких израза капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса и модел симулације	88
4.6.	Компарација капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса	91
5.	ПРИМЕНА АЛГОРИТАМА АДАПТИВНОГ ПРЕНОСА У RF СИСТЕМИМА	97
5.1.	Увод.....	97
5.2.	Модел система и модел канала.....	101
5.3.	Моменти, количина фединга и вероватноћа отказа.....	104
5.4.	Капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером.....	110
5.5.	Капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером.....	113
5.6.	Капацитет канала добијен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером.....	118
5.7.	Капацитет канала добијен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером.....	121
5.8.	Компарација капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером	125
6.	ЗАКЉУЧАК	127
	ДОДАТАК А	132
	ЛИТЕРАТУРА	137
	БИОГРАФИЈА АУТОРА ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ	150

1. УВОД

Последњих година сведоци смо све веће потражње за великим пропусним опсегом у мобилним комуникационим системима од стране крајњих корисника. Како би се обезбедила подршка широкопојасним бежичним услугама попут телевизије високе резолуције (HD TV), видео конференцијских позива, брзом интернету неопходно је обезбедити широк пропусни опсег и брз пренос информација.

Клод Шенон је успоставио математичке основе за пренос информација и дефинисао основна ограничења за дигиталне комуникационе системе. У свом раду [1], Шенон је формулисао основни проблем поузданог преноса информација у статистичким условима, користећи моделе вероватноћа за изворе информација и канале комуникација. На основу такве статистичке формулације усвојио је логаритамску меру за садржај информација извора. Такође је показао да ефекат ограничења снаге предајника, ограничења ширине пропусног опсега и адитивног шума може бити повезан са каналом и уклопљен у један параметар, који се назива *капацитет канала*.

Значај капацитета канала је следећи: Ако је брзина информација која потиче од извора мања од капацитета, теоретски је могуће постићи поуздан пренос кроз канал одговарајућим кодирањем. С друге стране, ако је брзина информација која потиче од извора већа од капацитета, поуздан пренос није могућ без обзира на количину обраде сигнала која се врши на предајнику и пријемнику. Тако је Шенон успоставио основна ограничења у комуникацији информација и настало је ново поље које се данас назива *теорија информација*.

Капацитет канала је основна мера максималне количине информација која се поуздано може пренети преко канала [2].

Поред капацитета канала, као мере карактеристика бежичних комуникационих система значајне су и однос сигнал-шум (*Signal-To-Noise Ratio - SNR*), вероватноћа грешке по биту (*Bit-Error-Rate - BER*) и вероватноћа отказа (*Probability Outage*).

Мера карактеристика бежичног комуникацијског система која је најчешћа и вероватно најбоље схваћена је однос сигнал-шум. Однос сигнал-шум се најчешће мери на излазу пријемника и с тога је повезана са процесом детекције информација. У односу на друге мере карактеристика бежичних комуникацијских система, однос сигнал-шум је најлакше проценити те с тога служи као одличан показатељ стања система.

Вероватноћа грешке по биту је мера карактеристика бежичних комуникационих система која најбоље открива природу и понашање система. Из тог разлога веома је важно имати метод за њено израчунавање а који би по могућству био што једноставнији. Примарни разлог у потешкоћи процене вероватноће грешке по биту лежи у чињеници да је условна вероватноћа грешке по биту нелинеарна функција тренутног односа сигнал-шум, а природа нелинеарности је функција шеме модулације/детекције коју систем користи.

Временски променљива природа бежичних комуникационих канала чини карактеризацију канала и његову анализу важним проблемом. У случају бежичних комуникационих система временски променљива природа канала може се јавити из неколико разлога: услед кретања предајника и пријемника, временске варијације у структури медијума итд [3]. Сви ови сценарији чине карактеристике канала случајним па анализа сигнала који се преноси овим каналом није једноставна. Генерално, јачина сигнала који се простира кроз бежични комуникациони канал се смањује са повећањем удаљености између предајника и пријемника. Јачина примљеног сигнала зависи од карактеристике канала и удаљености између пријемника и предајника.

Бавећи се капацитетом канала који се налази под утицајем фединга морамо да проучавамо и промене које се дешавају у каналу за време преноса блокова информација. Можемо разликовати два случаја. У првом случају карактеристике канала се мењају довољно брзо у односу на трајње преноса једног блока информација тако да један блок информација остварује све могуће реализације канала. У овом случају просек времена током трајања једног блока једнак је статистичком просеку свих могућих реализација канала. У другом случају трајање преноса блока

информација је кратко и сваки блок има само пресек карактеристика канала. Појмови капацитет канала у ова два случаја су веома различита.

У првом случају канала, будући да се све реализације канала остварују током трајања једног блока преноса информација одговарајући је ергодични модел канала и ергодични капацитет се може дефинисати као просечни капацитет канала за све могуће реализације канала. Ергодични капацитет представља максимални капацитет који се може постићи у временски променљивом каналу. Може се одредити просечним капацитетом који се добија у одређеној временској инстанци у каналу са фединггом током бесконачног временског интервала. Средња вредност ергодичног капацитета је иста и не мења се у току времена. У другом случају где се у сваком блоку преноса информација остварују различите реализације канала капацитет канала ће бити различит за сваки блок информација. С тога се капацитет у овом случају најбоље може моделовати као случајна променљива. Капацитет канала који одговара за овакве случајеве канала је прекидни капацитет.

Поузданост једног бежичног комуникацијског система се може огледати у способности да се информације од предајника до пријемника пренесу без кашњења и губитака, односно, да се пренос информација остварује само када у каналу владају добри услови. Из тог разлога, пожељно је увести меру система која би осликавала ову поузданост и пружала информације о карактеристикама и стању канала. Једна таква мера која представља поузданост преноса информација кроз бежичне комуникационе канале је вероватноћа отказа система. Вероватноћа отказа система дефинисана је као вероватноћа да тренутна вероватноћа грешке премашује наведену вредност или да вероватноћа излазног односа сигнал-шум падне испод неког одређеног и дефинисаног прага.

Утицај на капацитет канала могу да имају и информације о стању канала, односно, да ли су информације о стању канала доступне на предајнику и/или пријемнику. Доступност информација о стању канала на пријемнику помаже пријемнику у повећању капацитета канала док се стање канала може интерпретирати као помоћни излаз канала. Доступност информација о стању канала на предајнику омогућава предајнику да дизајнира свој сигнал тако да одговара тренутним условима у каналу а то постиже подешавањем кодне шеме. На овај начин предајник може да промени ниво снаге за емитовање чувајући снагу када су услови у каналу лоши и користећи снагу када услови у каналу буду повољни за пренос информација.

Један од ефикаснијих начина да се искористи постојање информација о стању канала и да се на тај начин смањи утицај сметњи је адаптивни пренос. Адаптивни пренос је заснован на процени стања канала са пријемне стране као и повратних информација о стању канала које се шаљу од пријемника ка предајнику. Предајник затим прилагођава ниво снаге, брзину симбола/битова, брзину кодирања/шему или било коју комбинацију ових параметара као одговор на променљиве услове канала. Прилагођавање одређених параметара преношеног сигнала може помоћи у бољој искоришћености капацитета канала. Ови типови преноса омогућавају достизање много већих вредности капацитета канала по јединичном пропусном опсегу коришћењем повољних услова за пренос података: пренос података при великим брзинама када су услови у каналу повољни и реаговање на деградацију канала кроз несметано смањење пропусности преноса података. За достизање високог квалитета адаптивног преноса потребан је поуздан повратни канал између пријемника и предајника и прецизно процењивање канала на пријемнику.

Алгоритми за прилагођавања укључују оптимално прилагођавање снаге и брзине преноса података (OPRA), константну снагу са оптималном прилагођавањем брзине преноса података (ORA), инверзију канала са фиксном брзином преноса података (CIFR) и редуковани CIFR (TIFR). Добијени резултати за ове алгоритме показују компромис између капацитета и сложености.

Код OPRA алгоритма параметри снаге и брзина преноса варирају у зависности од променљивих услова канала. Применом овог алгоритма достиже се ергодични капацитет система, максимална остварена просечна брзина помоћу адаптивног преноса.

Код ORA алгоритма, предајник прилагођава своју брзину само уз одржавање фиксног нивоа снаге. Дакле, овај алгоритам се може применити у смањеној сложености и практичнији је него код оптималне симултане адаптације снаге и брзине.

Инверзија канала са фиксном брзином (CIFR алгоритам) је сасвим другачији од претходна два алгоритма пошто одржава константну брзину преноса података и прилагођава своју снагу на инвертовани канал. CIFR алгоритам постиже оно што се назива прекидни капацитет система; то је максимална константна брзина преноса података која може бити подржана за све услове канала са неком вероватноћом прекида. Међутим, капацитет инверзије канала је увек мањи од капацитета претходна два алгоритма пошто је брзина преноса фиксна. CIFR је најмање сложена техника за

имплементацију под претпоставком да предајник на овај начин прилагођава снагу да одржава константни однос сигнал-шум на пријемнику.

Алгоритам редоуковане CIFR користи посебне адаптивне поступке за одговарајуће канале са шумом и стога је најмање сложен за имплементацију, али у условима озбиљних сметњи показује велике губитке капацитета у односу на друге алгоритме.

У приступним мрежама, низ технологија које се тренутно користе за решавање комуникацијских потреба крајњих корисника укључују хибридне коаксијалне и оптичке каблове и широкопојасне RF/микроталасне бежичне мреже. Како се светска потражња за ширином пропусног опсега и даље повећава постаје све очигледније да коаксијални каблови и RF/ћелијске микроталасне технологије са својим ограничењима попоут ширине пропусног опсега, загушеног спектра, безбедносног питања, скупе лиценце за рад и високе цене инсталације не могу да задовоље постојеће потребе. Многи оператори примењују приступне мреже засноване на оптичким влакнима где се ширина пропусног опсега доступна корисницима знатно повећава. Иако се често мисли да мреже засноване на оптичким влакнима нуде неограничену пропусност у реалности је то другачије услед компатибилности уређаја и компонената и ограничења перформанси мрежне опреме па примена комплетног система резултира ограниченим капацитетом.

Оптичке бежичне комуникације (*Optical Wireless Communication - OWC*) су иновативна технологија која у последње време добија све већу пажњу како потражња за капацитетом расте. Ова технологија нуди флексибилна мрежна решења која пружају економично, веома сигурно, брзо, јефтино широкопојасно повезивање са бројним апликацијама које укључују пренос гласа и података, видео, забаву, повезаност са предузећима, опоравак од катастрофе, надзор и многе друге. Оптичке бежичне комуникације представљају технологију преноса оптичког сигнала кроз слободан простор. Ова технологија је једна од најперспективнијих за превазилажење проблема уског грла „последње миље“ на растућем тржишту широкопојасног приступа. Такође, оптичке бежичне комуникације нуде бесплатан спектар са готово неограниченом брзином података, лаку и брзу инсталацију.

Док радио-фреквенцијски системи користе одређени опсег електромагнетног спектра, бежични оптички комуникациони системи користе инфрацрвени спектар који се посебно примењује у бежичним оптичким комуникацијама у слободном простору

(*Free Space Optics - FSO*). Већина практичних бежичних оптичких комуникационих система користе LED или ласерске диоде као предајник и PIN или лавинску фотодиоду као пријемник. Интензитетска модулација (IM) са директном детекцијом (DD) се најчешће користи за брзине мање од 2.5 Gbps док је за веће брзине преноса података потребна спољна модулација. Неке предности бежичних оптичких комуникационих система су: Велики пропусни опсег (200 THz у опсегу од 700 nm – 1500 nm); Нема тарифа за коришћење; Нема вишепутајног фединга када се користи интензитетска модулација са директном детекцијом; Оптички зраци који се преносе су уски и невидљиви што отежава њихово проналажење а самим тим и пресретање; Већи капацитет у односу на постојеће комуникационе системе; Мале, лагане и компактне компоненте релативно ниских цена; Добро дефинисане границе ћелије и нема међуканалне интерференције; Користе једну таласну дужину за покривање великог броја ћелија с тога нема проблема са поновном употребом фреквенције као у радио-фреквенцијским системима; Лако се инсталирају; Минимални ефекти апсорције при 800 nm – 950 nm и 1500 nm; Нису опасне по здравље (нема зрачења); Мања потрошња енергије; Отпорне на електромагнетне сметње. У литератури [2]–[10] је детаљно описан значај, могућности, предности и примена FSO система.

Бежичне оптичке комуникације у слободном простору преносе оптички сигнал од предајника до пријемника и на тај начин се остварује комуникација. Сигнал који се простире од предајника до пријемника изложен је различитим ефектима. Атмосферска турбуленција је један од ефеката који утиче на квалитет сигнала који се простире а настаје као последица флукуација интензитета оптичког сигнала. За моделовање атмосферских турбуленција су предложени различити математички модели са циљем да што приближније моделују канал којим се сигнал преноси. Као најчешће коришћен математички модел за моделовање слабих атмосферских турбуленција коришћен је Lognormal модел [9], [11]–[13]. Са друге стране, модел који се показао као најприхваћенији за моделовање широког опсега јачина атмосферских турбуленција, а пре свега умерених и јаких је Гама-Гама модел [11]–[14]. Поред ова два модела атмосферских турбуленција, модел који показује најбољу усаглашеност резултата када се упореде теоријски резултати и резултати добијени мерењем је Малага модел атмосферске турбуленције [15]–[21]. Поред најбољег слагања теоријских резултата и резултата добијених мерењем, предност Малага модела се огледа и у чињеници да представља општи модел атмосферске турбуленције из којег се могу добити остали

моделу атмосферских турбуленција. Наравно, овај модел атмосферске турбуленције даје могућност моделовања слабих, умерених и јаких атмосферских турбуленција што га чини још комплетнијим. У литератури су предложени многи модели за моделовање канала који се мање или више користе а неки од њих су: Вејбулова и Експоненцијална Вејбулова [22]–[25], Рајсова [18], [26]–[29], Рејлијева [6], [8], [30]–[33] као и многи други. Утицај сцинтилација на перформансе канала је описан у радовима [16], [34]–[36], док је утицај грешке позиционирања приказан у радовима [13], [14], [28], [37]–[40]. Кроз дисертацију ће бити предствљен утицај грешке позиционирања на перформансе бежичних оптичких комуникација у слободном простору. Грешка позиционирања настаје услед вибрација оптичког снопа и његовог расејања, односно померања како по хоризонталном тако и по вертикалном правцу – цитера, и услед прецизности ласера (boresight).

Како бисмо имали увид у квалитет система који користимо неопходно је да анализирамо и имамо детаљан увид у мере перформанси тог система. С тога су у литератури истражене мере перформанси система које се односе на вероватноћу грешке по биту, вероватноћа отказа система и капацитет система.

Анализа вероватноће грешке по биту када је канал моделован Малага, Гама-Гама, Рајсовим, Рејлијевим и другим моделима атмосферске турбуленције је истражена у многим радовима. Такође, анализиран је утицај грешке позиционирања (и утицај цитера и прецизности ласера), јачине атмосферске турбуленције, блокада оптичког линка када је канал моделован различитим моделима атмосферске турбуленције. Анализа вероватноће грешке по биту је истражена и за различите типове модулација и детекција. Тако је истражена вероватноћа грешке по биту када је примењена интензитетска модулација са директном детекциом (IM/DD), хетеродинска детекција али и различите врсте интензитетских модулација са подносиоцем (SIM) у комбинацији са бинарним модулацијама и квадратурном амплитудском модулацијом [10], [14], [20], [37], [40]–[51]. У дисертацији ће бити анализирана вероватноћа грешке по биту када је канал моделован Малага моделом атмосферске турбуленције. Детаљно су разматрани резултати вероватноће грешке по биту под утицајем слабе, умерене и јаке атмосферске турбуленције и то за два случаја: за случај грешке позиционирања која укључује цитер и за случај грешке позиционирања која укључује и цитер и прецизност ласера што је публиковано у радовима [19], [44].

Како је вероватноћа отказа врло значајна мера карактеристике система кроз коју се може посматрати поузданост система, њено истраживање и анализа заузима посебну пажњу у научним истраживачким круговима. За различите моделе атмосферске турбуленције у присуству грешке позиционирања и блокаде оптичког линка вероватноћа отказа је истраживана у [52]–[56]. Посебан значај има анализа вероватноће отказа у случајевима када постоји грешка позиционирања која укључује прецизност ласера обзиром на компликован математички апарат и резултате које су добијени [25], [28], [35], [53]. Најчешће су разматрани случајеви за интензитетску модулацију са директном детекцијом и ООК (On-Off Keying) шемом кодовања. Као пријемник је најчешће анализиран случај са PIN фотодетектором али постоје и многи радови који су анализирали случајеве са APD фотодетектором [23], [32], [49], [54], [57]–[59].

Капацитет једног бежичног комуникационог система представља једну од најзначајних мера карактеристика система обзиром да дефинише максимални пропусни опсег. Из тог разлога је посебна пажња посвећена његовом проучавању. Ергодични капацитет, капацитет прекида под утицајем јаких, умерених и слабих атмосферских турбуленција у случајевима када постоји блокада линка и грешка позиционирања је проучавана у [46], [51], [60]–[64].

У циљу повећања капацитета прибегава се разним методама међу којима је и метода адаптивног преноса. Метода адаптивног преноса односно примене алгоритама адаптивног преноса није својствена само за бежичне оптичке комуникације у слободном простору већ и за традиционалне бежичне радио-фреквенцијске комуникационе системе. Алгоритми адаптивног преноса на основу информација о стању канала могу да адаптирају шему и брзину кодовања, снагу предајника и брзину преноса података што умногоме утиче на повећање капацитета. У литератури су разматрани алгоритми са оптималном снагом и адаптацијом брзине преноса података (OPRA), константом снагом са оптималном прилагођавањем брзине преноса података (ORA), инверзијом канала са фиксном брзином преноса података (CIFR) и редуковани CIFR (TIFR) [29], [31], [65]–[77], [78], [79]. У дисертацији је разматран адаптивни пренос и извршена анализа алгоритама адаптивног преноса за Малага модел атмосферске турбуленције када грешка позиционирања постоји. Анализа је извршена за случајеве директне детекције и хетеродинске детекције. Такође је урађена анализа адаптације снаге за OPRA и TIFR алгоритме што је и публиковано у радовима [38], [69], [80].

Иако бежични оптички комуникациони системи имају велике предности у односу на постојеће бежичне радио-фреквенцијске комуникационе системе (RF), RF системи и даље имају главну улогу када је пренос података у питању. Неке од предности ових система су те што су отпорнији од оптичких система, нема случајног „сечења“ везе, лакше превазилазе лошу конфигурацију терена, практичнији су у урбаним срединама и могу да се користе као подршка оптичким системима [2], [5], [59], [81]–[83]. Перформансе бежичних радио-фреквенцијских система када су изложени брзом, спором и вишепутајном федингу као и у случајевима када постоји коканална и међуканална интерференција за различите моделе фединга су истражене и представљене у литератури. Такође су анализирани случајеви микродиверзити и макродиверзити система као и статистика првог и другог реда за различите моделе фединга. Посебна пажња је посвећена анализи адаптивног преноса. Сва наведена истраживања су приказана у [83]–[119].

У другом поглављу дат је приказ и детаљо је описан начин функционисања система адаптивног преноса. Разматран је случај таквог система који на основу информација о стању канала путем повратне спреге адаптира снагу предајника и брзину преноса података. Даље, у овом поглављу су објашњени услови под којим систем функционише. За представљени систем разматрани су различити алгоритми адаптивног преноса и то ORA, OPRA, CIFR и TIFR. Сваки од ових алгоритама је појашњен, приказан и математички моделован. Функционалност представљених алгоритама је описана корак по корак. У наставку поглавља је представљен модел канала. У дисертацији је за моделовање канала коришћен Малага модел атмосферске турбуленције. Поред тога, представљен је утицај атмосферског слабљења (*path loss*) и грешке позиционирања (*pointing error*) на сигнал који се простире. На крају овог поглавља представљен је комбиновани модел и функција густине вероватноће (*Probability Density Function - PDF*) у зависности од интензитета сигнала као и у зависности од тренутног односа сигнал-шум. Обзиром да се грешка позиционирања састоји из две компоненте, прецизности ласера (*boresight*) и цитера у овом поглављу је дата функција густине вероватноће у односу на интензитет сигнала за случај када грешка позиционирања настала услед прецизности ласера не постоји (*zero boresight*) и за случај када грешка позиционирања настала услед прецизности ласера постоји (*non zero boresight*).

У трећем поглављу дисертације су приказане мере перформанси система без адаптације. Прво је приказана вероватноћа отказа FSO система као мера перформансе која указује на поузданост система. Вероватноћа отказа система је приказана када је сигнал изложен слабим, умереним и јаким атмосферским турбуленцијама, када постоји атмосферско слабљење и када постоји грешка позиционирања. Ова мера перформанси система је приказана у односу на интензитет сигнала за случајеве када грешка прецизности ласера постоји и када грешка прецизности ласера не постоји. Такође, вероватноћа отказа система је дата у односу на тренутни ниво односа сигнал-шум за различите јачине атмосферске турбуленције и различите прагове прекида. У наставку поглавља је приказана вероватноћа грешке по биту у односу на интензитет сигнала који је изложен различитим јачинама атмосферске турбуленције, атмосферског слабљења и грешке позиционирања настале услед непрецизности ласера. За овакав случај је истражено повећање снаге предајника у односу просечних снага које одговарају симболима 1 и симболима 0 на пријемнику. Представљена је и вероватноћа грешке по биту у односу на тренутни однос сигнал-шум када је сигнал под утицајем атмосферског слабљења, различитих јачина атмосферских турбуленција и грешке позиционирања која је проузрокована цитером. Утицај технике која комбинује интензитетску модулацију са подносиоцем са различитим бинарним модулацијама и квадратурном амплитудском модулацијом на вероватноћу грешке по биту је такође предствален.

Четврто поглавље дисертације приказује анализу система са адаптивним преносом за случај када се адаптира снага предајника и брзина преноса података. У овом поглављу су детаљно истражени и приказани резултати капацитета канала применом алгоритама адаптивног преноса који су појашњени у другом поглављу ове дисертације када је канал моделован Малага моделом атмосферске турбуленције а сигнал је изложен атмосферском слабљењу и грешки позиционирања проузрокованој цитером. Алгоритми су анализирани за интензитетску модулацију са директном и хетеродинском детекцијом за различите јачине атмосферске турбуленције у односу на тренутни ниво сигнал-шум. Посебна пажња је посвећена алгоритмима са прагом прекида преноса, односно адаптацији снаге предајника и режиму рада предајника у тим случајевима. Тако је за OPRA алгоритам разматрана и показана нормализација снаге предајника и утицај нивоа прекида на снагу предајника. Слично томе, за TIFR алгоритам су разматрани различити режими рада предајника када комуникација између

предајника и пријемника не постоји, односно, када је ниво односа сигнал-шум испод одређеног нивоа прага прекида. На овај начин постигнути су значајни резултати у оптимизацији рада и снаге предајника који су приближнији реалном понашању предајника у FSO системима.

Пето поглавље дисертације представља анализу адаптивног преноса у бежичним радио-фреквенцијским комуникационим системима. На почетку поглавља је дат кратак осврт на примену и предности радио-фреквенцијских комуникационих система. Појашњени су појмови спорог, брзог и вишепутајног фединга, као и коканалне и међуканалне интерференције. За моделовање канала у дисертацији је коришћен α - κ - μ модел фединга. Као и у случају бежичних оптичких комуникација у слободном простору и овде је извршена анализа капацитета канала применом алгоритама адаптивног преноса. Представљен је утицај различитих параметара фединга на капацитет канала. Такође је приказана и количина фединга за различите вредности параметара α - κ - μ модела као и оптимални ниво прекида за OPRA алгоритам адаптивног преноса. Поред алгоритама адаптивног преноса, на разматрани RF систем је примењен диверзити пријемник са L антена који примењује MRC комбинер.

У шестом поглављу су предствалњени закључци до којих се дошло при анализи резултата и доприноси који су остварени у оквиру ове дисертације.

На самом крају се налази додатак са једначинама које су коришћене приликом извођења израза за добијање крајњих аналитичких резултата представљених у дисертацији као и списак коришћене литературе.

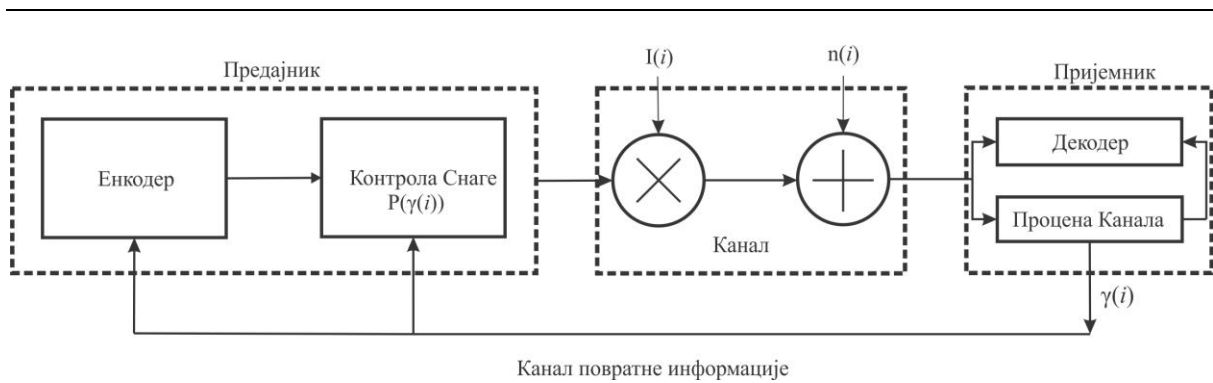
2. МОДЕЛ СИСТЕМА АДАПТИВНОГ ПРЕНОСА И МОДЕЛ КАНАЛА

У FSO системима, комуникација између предајника и пријемника се успоставља кроз линију видљивости (*Line Of Sight - LOS*). Атмосферска турбуленција и грешка позиционирања негативно утичу на перформансе канала кроз који се комуникација одвија. Ови утицаји деградирају сигнал који се простире што се манифестује променама нивоа SNR на страни пријемника. Уколико је канал изложен јаким атмосферским турбуленцијама у комбинацији са грешком позиционирања (владају лоши услови у каналу), то ће се одразити смањењем капацитета канала и смањењем брзине преноса информација.

Обзиром на постојећи тренд и све веће захтеве за сигурним и брзим преносом информација што изискује повећање у пропусном опсегу, пожељно је имати информације о стању канала. Информација о стању канала на пријемнику или предајнику може значајно да умањи утицај лоших услова који владају у каналу на тај начин што ће предајник моћи да дизајнира свој сигнал путем кодне шеме или променом нивоа снаге.

У циљу повећања поузданости система и капацитета канала често се примењује адаптивни пренос који се ослања на постојање информација о стању канала. Адаптивни пренос је заснован на процени стања канала са пријемне стране као и повратних информација о стању канала које се шаљу од пријемника ка предајнику.

У овој дисертацији ћемо представити модел система адаптивног преноса са прилагођавањем снаге предајника и брзине преноса података у циљу повећања капацитета [76], [78], [70], [79].



Слика 2.1. Модел система адаптивног преноса са прилагођавањем снаге предајника и брзине преноса података

На слици 2.1. је предствален модел система адаптивног преноса са прилагођавањем снаге предајника и брзине преноса података. Канал је моделован у дискретном времену, означен индексом i , са статистички стационарним и ергодичним временско-променљивим флукуацијама интензитета сигнала $I(i)$ у каналу, и $n(i)$ који означава додатни бели Гаусов шум (*Additive white Gaussian Noise - AWGN*) са варијансом σ_n^2 . Ако \bar{P} означава константну средњу снагу преноса онда је тренутни примљени SNR, $\gamma(i)$, једнак $\gamma(i) = \bar{P} [I(i)]^2 / \sigma_n^2$. Средња вредност SNR, $\bar{\gamma}$, је једнака $\bar{\gamma} = \bar{P} E [I(i)]^2 / \sigma_n^2$. То јест, у тренутку i , процена флукуација интензитета сигнала у каналу $I(i)$ на пријемнику је једнака стварним флукуацијама сигнала у каналу $I(i)$, и његов еквивалентни SNR, $\gamma(i)$, се путем канала повратне информације враћа ка пријемнику. Након тога, предајник ће прилагодити снагу $P(\gamma(i))$ на основу $\gamma(i)$ и одговарајући тренутни SNR на пријемнику ће бити једнак $\gamma = \gamma P(\gamma) / \bar{P}$ или $\gamma = p\gamma$ где p означава адаптацију снаге предајника [70], [79].

Предложени систем адаптивног преноса функционише под следећим условима: канал који разматрамо је споропроменљив, то јест, услови у каналу се мењају спорије од брзине преноса података а комуникација која се одвија између предајника и пријемника путем канала повратне информације није подложна кашњењу.

2.1. Алгоритми адаптивног преноса

Прилагођавање одређених параметара преношеног сигнала може помоћи у бољој искоришћености капацитета канала. Ови типови преноса омогућавају достизање много већих вредности капацитета канала коришћењем повољних услова за пренос података: пренос података при великим брзинама када су услови у каналу повољни и реаговање на деградацију канала кроз несметано смањење пропусности преноса података. Тако се на адаптивни систем преноса података који је представљен на слици 2.1 могу применити различити типови алгоритама адаптивног преноса.

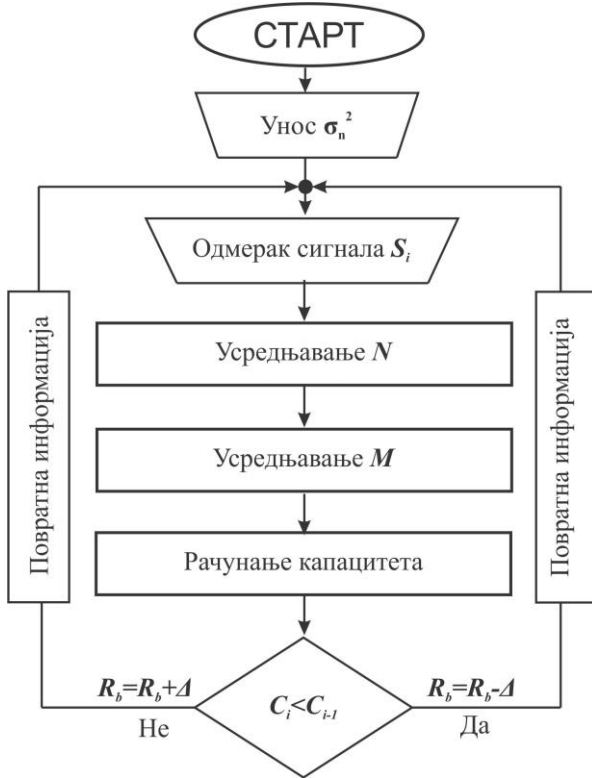
Алгоритми за прилагођавања укључују оптимално прилагођавање снаге и брзине преноса података (OPRA), константну снагу са оптималним прилагођавањем брзине преноса података (ORA), инверзију канала са фиксном брзином преноса података (CIFR) и редуковани CIFR (TIFR). Сваки од ових алгоритама налази своју примену у зависности од система на који се примењује.

2.1.1. Алгоритам са константном снагом предајника и оптималном адаптацијом брзине преноса података (ORA)

Први алгоритам који ћемо разматрати у дисертацији је алгоритам са константном снагом предајника и оптималном брзином преноса података (ORA) који је заснован на Шеноновом капацитету и служи као мерило упоређивања спектралне ефикасности свих практичних адаптивних алгоритама. Шенонов капацитет канала дефинише његову теоретску горњу границу за максималну брзину преноса података са произвољно малим BER-ом, без икаквих ограничења и сложености. Шенонов капацитет канала а уједно и капацитет канала на који се примењује ORA алгоритам адаптивног преноса се може одредити помоћу формуле [1]:

$$\langle C \rangle_{ORA} = B \int_0^{\infty} \log_2(1 + \gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.1.1.1)$$

где B представља пропусни опсег канала изражен у Hz , γ је примљени SNR, а $f_\gamma(\gamma)$ је функција густине вероватноће тренутног SNR-а. Начин функционисања алгоритма са константном снагом предајника и оптималном адаптацијом брзине преноса података (ORA) приказан је на слици 2.1.1.1.



```

procedure adaptRate( $\sigma_n^2$ )
  while  $C_{(ORA)} > 0$  then
     $R_b \leftarrow \text{estimateCapacity}(\sigma_n^2)$ 
  end while
end procedure

```

```

function estimateCapacity( $\sigma_n^2$ )
   $S_i \leftarrow R_x$ 
   $\bar{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i$ 
   $\gamma_i = \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N S_i$ 
   $C_{(ORA)} = B \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N \log_2(1 + S_i)$ 
  if  $C_{(ORA)} < C_{PREV}$  then
     $R_b = R_b - \Delta$ 
  else if  $C_{(ORA)} > C_{PREV}$  then
     $R_b = R_b + \Delta$ 
  end if
  return  $R_b$ 
end function

```

Слика 2.1.1.1. Алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са константном снагом предајника и оптималном адаптацијом брзине преноса података

Представљени алгоритам функционише на следећи начин:

1. Унос осетљивости пријемника како би се израчунао SNR
2. Одмеравање сигнала како бисмо формирали расподелу
3. Усредњавање да бисмо добили средњу снагу
4. Блок за адаптацију који одређује тренутну снагу
5. Рачунање капацитета
6. Уколико је капацитет мањи од оног који тренутно користимо онда смањујемо брзину преноса података. Уколико је капацитет већи од оног који тренутно користимо онда повећавамо брзину преноса података.

2.1.2. Алгоритам са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података (OPRA)

Други алгоритам који се може применити на систем адаптивног преноса који је приказан на слици 2.1 јесте алгоритам са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података (OPRA). Шенонов капацитет временски инваријантног канала са AWGN смо већ представили формулом 2.1.1.1. Уколико дозволимо да снага преноса $P(\gamma(i))$ варира са $\gamma(i)$ као што је и описано за разматрани систем адаптивног преноса, под условом ограничења средње снаге \bar{P} добијамо [79]:

$$\int_{\gamma} P(\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \leq \bar{P} \quad (2.1.2.1)$$

Са овим ограничењем средње снаге не можемо директно применити формулу 2.1.1.1 за добијање капацитета. Међутим, уколико се снага предајника оптимално распореди током времена онда можемо да применимо формулу 2.1.1.1 и добијамо [70]:

$$\langle C \rangle_{OPRA} = \max_{P(\gamma)} B \int_{\gamma} \log_2 \left(1 + \frac{P(\gamma)\gamma}{\bar{P}} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.1.2.2)$$

Ограничење снаге за које се постиже максималан капацитет из формуле 2.1.2.2 дато је [70], [76], [78], [79]:

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = p = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (2.1.2.3)$$

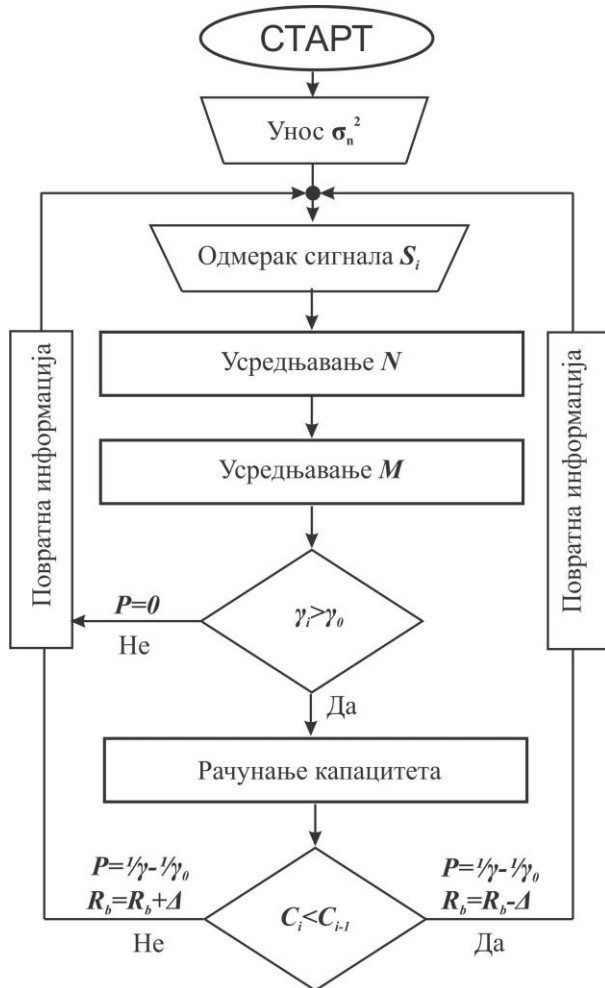
где γ_0 представља вредност прага прекида. Заменом формуле 2.1.2.3 у формулу 2.1.2.2 видимо да γ_0 мора да задовољи:

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (2.1.2.4)$$

Израз 2.1.2.4 се решава нумеричким путем. Коначно, капацитет канала за алгоритам са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података:

$$\langle C \rangle_{OPRA} = B \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.1.2.5)$$

Приказ алгоритма са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података је приказан на слици 2.1.2.1. У наставку је дат и начин функционисања приказаног алгоритма.



```

procedure adaptPowerAndRate( $\sigma_n^2$ )
  while  $C_{(OPRA)} > 0$  then
     $R_b, P \leftarrow estimateCapacity(\sigma_n^2)$ 
  end while
end procedure

```

```

function estimateCapacity( $\sigma_n^2$ )

```

```

 $S_i \leftarrow R_x$ 

```

```

 $\bar{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i$ 

```

```

 $\gamma_i = \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N S_i$ 

```

```

 $\gamma_0 = \frac{1}{1 + \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N \frac{1}{S_i}}$ 

```

```

if  $\gamma_i > \gamma_0$  then

```

```

 $C_{(OPRA)} = B \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N \log_2 \left( 1 + \frac{S_i}{\gamma_0} \right)$ 

```

```

if  $C_{(OPRA)} < C_{PREV}$  then

```

```

 $R_b = R_b - \Delta$ 

```

```

 $P = \frac{1}{\gamma_i} - \frac{1}{\gamma_0}$ 

```

```

else if  $C_{(OPRA)} > C_{PREV}$  then

```

```

 $R_b = R_b + \Delta$ 

```

```

 $P = \frac{1}{\gamma_i} - \frac{1}{\gamma_0}$ 

```

```

end if

```

```

else  $\gamma_i < \gamma_0$ 

```

```

 $P = 0$ 

```

```

end if

```

```

return ( $R_b, P$ )

```

```

end function

```

Слика 2.1.2.1. Алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података

Начин функционисања OPRA алгоритма се у корацима од 1 до 4 не разликује од начина на који функционише ORA алгоритам. Уколико је ниво SNR на пријему већи од прага прекида γ_0 , имамо успостављен канал и рачунамо капацитет. На основу тога предајник адаптира снагу и брзину преноса информација.

У случају када је ниво SNR на пријему мањи од прага прекида γ_0 , немамо успостављен пренос сигнала а самим тим ни капацитет канала. Заправо, начин функционисања овог алгоритма адаптивног преноса се заснива на томе да предајник емитује мањом снагом и мање брзине преноса података за лоше услове у каналу, када је SNR на пријему мали, односно, емитује већом снагом и веће брзине преноса података када су услови у каналу добри, SNR на пријему је висок.

2.1.3. Алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података (CIFR)

Трећи алгоритам који се може применити на систем адаптивног преноса који је приказан на слици 2.1 јесте алгоритам са оптималном снагом предајника и фиксном брзином преноса података (CIFR). Алгоритам функционише тако што предајник на основу стања у каналу које добија путем канала повратне информације одржава константу примљену снагу на пријемнику, односно константни ниво SNR на пријемнику тако што инвертује канал. Овај алгоритам користи модулацију са фиксном брзином и дизајн са фиксном шемом кодовања. Канал се тада енкодеру и декодеру појављује као временски инваријантан AWGN канал.

Адаптација снаге предајника за алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података је дат [79]:

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = p = \frac{\gamma_{CI}}{\gamma} \quad (2.1.3.1)$$

где γ_{CI} представља константни примљени SNR који се може одржавати под ограничењем снаге преноса. Константни примљени SNR, γ_{CI} , мора да задовољава [79]:

$$\int_{\gamma} \left(\frac{\gamma_{CI}}{\gamma} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (2.1.3.2)$$

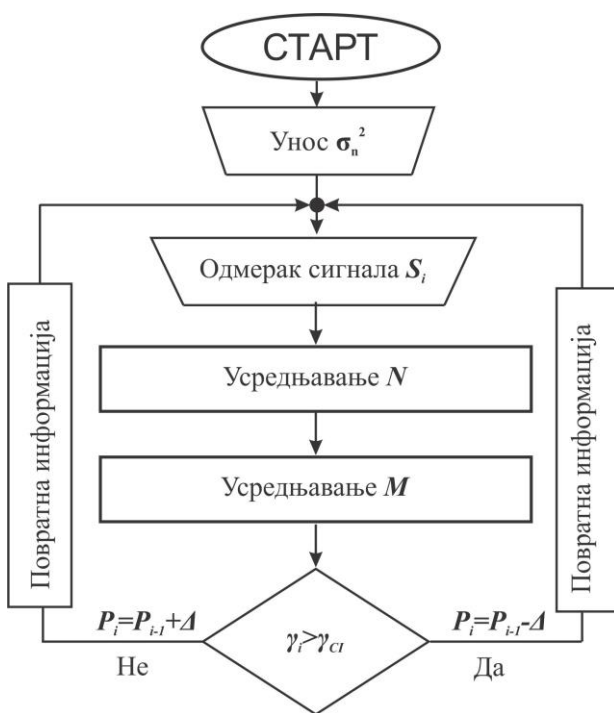
где је:

$$\gamma_{CI} = \frac{1}{E \left[\frac{1}{\gamma} \right]} \quad (2.1.3.3)$$

$$E\left[\frac{1}{\gamma}\right] \triangleq \int_0^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.1.3.4)$$

Применом формула (2.1.3.3) и (2.1.3.4) и поштујући услов (2.1.3.2) добијамо израз за капацитет канала за алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података [70], [79]:

$$\langle C \rangle_{CIFR} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_0^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma} \right) \quad (2.1.3.5)$$



```

procedure adaptPower( $\sigma_n^2$ )
  while  $P_i > 0$  then
     $P_i \leftarrow \text{estimatePower}(\sigma_n^2)$ 
  end while
end procedure

```

```

function estimatePower( $\sigma_n^2$ )
   $S_i \leftarrow R_x$ 
   $\bar{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i$ 
   $\gamma_i = \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N S_i$ 
   $\gamma_{CI} = \frac{M}{\sum_{i=N-M}^N \frac{1}{S_i}}$ 
  if  $\gamma_i > \gamma_{CI}$  then
     $P_i = P_{i-1} - \Delta$ 
  else if  $\gamma_i < \gamma_{CI}$  then
     $P_i = P_{i-1} + \Delta$ 
  else
     $P_i = P_{i-1}$ 
  end if
  return  $P_i$ 
end function

```

Слика 2.1.3.1. Алгоритам и одговарајући псеудоалгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података

Уколико је тренутни SNR већи од константног примљеног SNRa онда смањујемо снагу предајника, и обрнуто. Као резултат, CIFR алгоритам је најједноставнији за имплементацију под претпоставком да на предајнику и пријемнику

имамо добре процене о стању канала. Међутим, CIFR алгоритам има велике губитке у капацитету канал у поређењу са претходна два приказана алгоритма јер је потребна велика количина пренете снаге како би се превазишли лоши услови у каналу.

2.1.4. Редуковани алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података (TIFR)

Четврти алгоритам који се може применити на систем адаптивног преноса који је приказан на слици 2.1 јесте редуковани алгоритам са оптималном снагом предајника и фиксном брзином преноса података (TIFR). Алгоритам функционише тако што предајник на основу стања у каналу које добија путем канала повратне информације одржава константу примљену снагу на пријемнику, односно константни ниво SNR на пријемнику тако што инвертује канал али само када је примљени ниво SNR већи од фиксног прага прекида γ_0 .

Адаптација снаге предајника за редуковани алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података је дат [79]:

$$\frac{P(\gamma)}{\bar{P}} = p = \begin{cases} \frac{\gamma_{TCl}}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (2.1.4.1)$$

Одавде следи да је пренос могућ само када је ниво прекида γ_0 мањи од примљеног нивоа SNR-а, у супротном, долази до прекида преноса. Фиксни ниво примљеног SNR је:

$$\gamma_{TCl} = \frac{1}{E_{\gamma_0} \left[\frac{1}{\gamma} \right]} \quad (2.1.4.2)$$

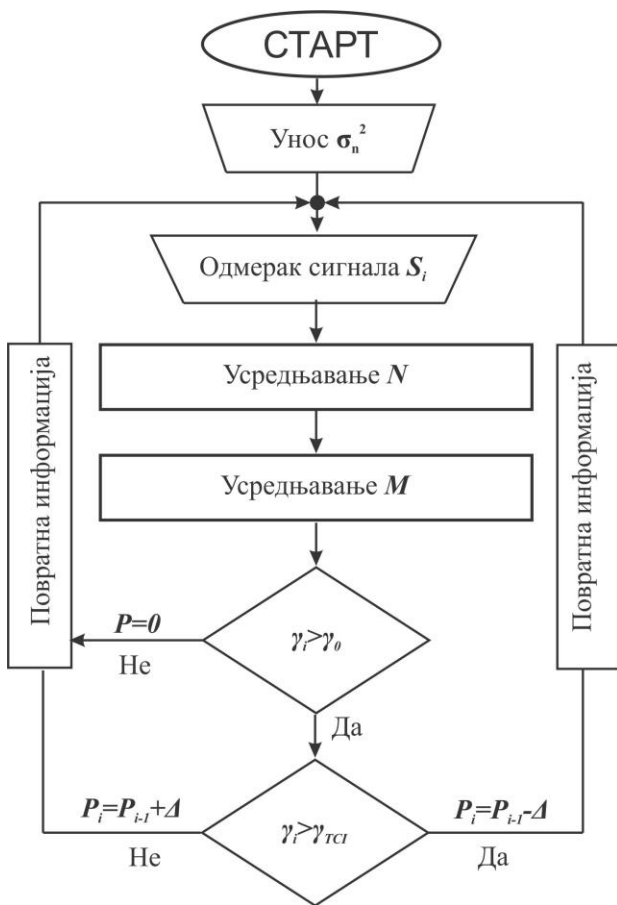
$$E_{\gamma_0} \left[\frac{1}{\gamma} \right] \triangleq \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.1.4.3)$$

Применом формула (2.1.4.2) и (2.1.4.3) и поштујући услов (2.1.4.1) добијамо израз за капацитет канала за редуковани алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података [70], [79]:

$$\langle C \rangle_{TIFR} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma} \right) (1 - P_{out}) \quad (2.1.4.4)$$

где P_{out} означава вероватноћу прекида дефинисану као:

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_0} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 - \int_{\gamma_0}^{\infty} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (2.1.4.5)$$



```

procedure adaptPower( $\sigma_n^2, \gamma_0$ )
  while  $P_i > 0$  then
     $P_i \leftarrow$  estimatePower( $\sigma_n^2, \gamma_0$ )
  end while
end procedure
  
```

```

function estimatePower( $\sigma_n^2, \gamma_0$ )
  
```

```

 $S_i \leftarrow R_x$ 
  
```

```

 $\bar{\gamma} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N S_i$ 
  
```

```

 $\gamma_i = \frac{1}{M} \sum_{i=N-M}^N S_i$ 
  
```

```

 $\gamma_{TCI} = \frac{M}{\sum_{i=N-M}^N \frac{1}{S_i}}$ 
  
```

```

if  $\gamma_i > \gamma_0$  then
  
```

```

  if  $\gamma_i > \gamma_{TCI}$  then
  
```

```

     $P_i = P_{i-1} - \Delta$ 
  
```

```

  else if  $\gamma_i < \gamma_{CI}$  then
  
```

```

     $P_i = P_{i-1} + \Delta$ 
  
```

```

  else
  
```

```

     $P_i = P_{i-1}$ 
  
```

```

  end if
  
```

```

else
  
```

```

   $P_i = 0$ 
  
```

```

end if
  
```

```

  return  $P_i$ 
  
```

```

end function
  
```

Слика 2.1.4.1. Редуковани и одговарајући псеудоалгоритам алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података

Ниво прекида γ_0 се може изабрати да се постигне одређена вероватноћа отказа система или алтернативно, да се максимизира капацитет канал који је дат изразом

(2.1.4.4). Суштински, TIFR алгоритам има предност и постиже већи капацитет канала у односу на CIFR алгоритам јер смо лоше услове у каналу ограничили нивоом прекида, те се на тај начин смањује количина пренете снаге.

Дакле, TIFR алгоритам прилагођава снагу предајника са циљем да одржи константни ниво брзине преноса података с тим што је тај пренос могућ све док је ниво примљеног SNR-а већи од прага прекида. Информације о стању канала, односно о нивоу примљеног SNR-а се од пријемника ка предајнику шаљу путем канала повратне информације. У случају када ниво примљеног SNR-а постане мањи од нивоа прекида, долази до прекида преноса. Та информација се такође путем канала повратне информације шаље од пријемника до предајника и предајник подешава режим свог рада на један од следећих начина: емитује минималном снагом, емитује средњом снагом, емитује максималном снагом како би се канал регенерисао и комуникација успоставила.

2.2. Модел канала

За моделе система које смо представили на слици 2.1 важи да се оптички сигнал од предајника до пријемника преноси кроз атмосферу. Том приликом, сигнал који се преноси је изложен различитим утицајима који га деградирају и који утичу на његово слабљење. Појаве које утичу на сигнал који се преноси можемо да поделимо у следеће категорије:

- Атмосферска турбуленција;
- Атмосферско слабљење;
- Грешка позиционирања (цитер и/или прецизност ласера);
- Краткотрајна блокада сигнала настала неком физичком препреком.

2.2.1. Атмосферска турбуленција

Атмосферска турбуленција је једна од појава која значајно утиче на сигнал који се простира између предајника и пријемника. Промене у атмосфери које настају као

результат промене надморске висине, временских услова, ваздушног притиска или брзине ветра проузрокују разлике у температури дуж деонице којом се простире сигнал. Ове разлике осликавају нехомогеност атмосфере, односно, атмосферску турбуленцију можемо даље посматрати кроз постојање оптичких вртлога различитих димензија (великих вртлога и малих вртлога) како је и представљено Колмогоровом теоријом. Приликом преноса сигнала кроз оптички канал долази до промене индекса преламања што изазива промене и варијације у фази и амплитуди на пријемној страни. Ове промене амплитуде оптичког сигнала се називају сцинтилације и изражавају се индексом сцинтилације као што је и приказано у радовима [34]–[36].

Како би се услови који владају у каналу што реалније приказали коришћени су многи математички статистички модели за моделовање атмосферске турбуленције. Два модела која су се најчешће примењивала су лог-нормална расподела и Гама-Гама расподела [11], [49], [120]. За моделовање слабе атмосферске турбуленције је коришћена Лог-нормална расподела док се Гама-Гама расподела користи за моделовање умерених и јаких атмосферских турбуленција. Поред ових математичких модела за моделовање атмосферске турбуленције у литератури су истражени још и Вејбулова и Експоненцијална Вејбулова [22]–[25], Рајсова [18], [26]–[29], Рејлијева [6], [8], [30]–[33].

У овој дисертацији је као модела атмосферске турбуленције представљен и коришћен Малага модел атмосферске турбуленције који као посебне случајеве укључује готово све важеће моделе и теорије који су претходно предложени, обједињујући их у општију формулацију затвореног облика.

Малага модел атмосферске турбуленције су први дефинисали научници Хурадо-Навас, Гаридо-Балселс, Парис и Пуерта-Нотарио са Универзитет Малага. Они су развили нови прилагодљив модел функције густине вероватноће (PDF) за флукуације неограниченог оптичког таласног фронта (сферне и раванске таласе) који се простиру кроз хомогену, изотропну турбуленцију ради објашњавања режима јаких турбуленција код којих је ефекат вишеструког расејања веома важан. Електромагнетни талас се шири кроз турбулентну атмосферу са неким случајним индексом преламања. Док талас пролази кроз овај медијум, део енергије се распршује, а облик расподеле вероватноће зрачења одређује се према врсти распршивања. У физичком моделу који је приказан у [16] посматрано поље на пријемнику састоји се од три компоненте:

- Прва компонента је компонента која се успоставља кроз директну линију видљивости (LOS), U_L , између предајника и пријемника;
- Друга компонента је компонента расејања које настаје услед вртлога на оси простирања од предајника до пријемника, U_S^C . Обзиром да се простира по оси као и LOS компонента она је практично спојена на LOS компоненту. Укључивање ове компоненте расејања спојене на LOS компоненту је главна новина дефинисана Малага моделом а оправдава се великом усмереношћу и уском ширином ласерског снопа који се користи у оптичким комуникацијама у слободном простору.
- Трећа компонента је такође компонента расејања која настаје услед распршивања енергије проузроковане вртлозима ван осе простирања, U_S^G , и она је статистички независна у односу на претходне две компоненте.

Примљено оптичко поље се може представити као у [121]:

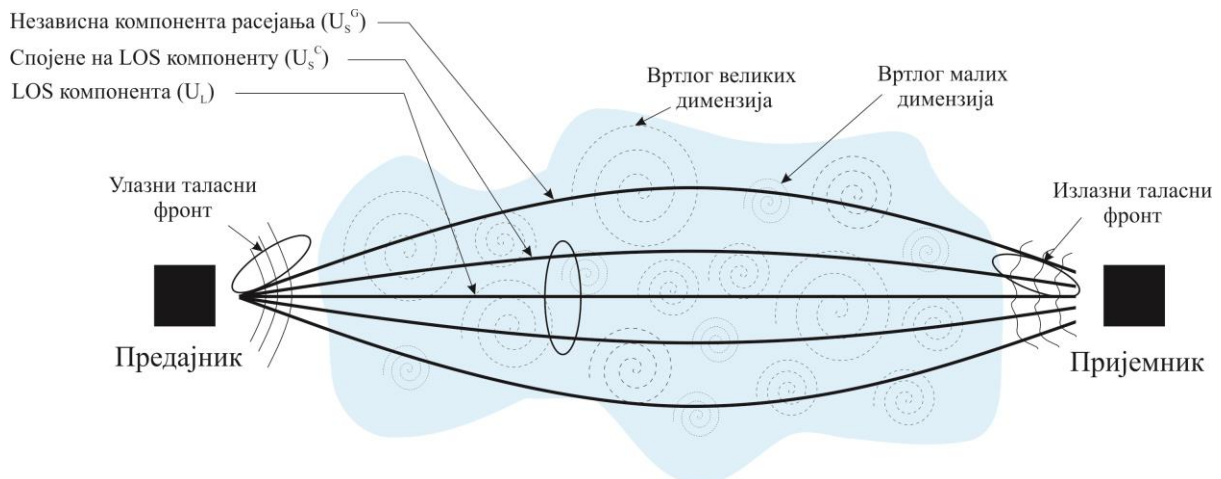
$$U = (U_L + U_S^C + U_S^G) e^{(x+jS)} \quad (2.2.1.1)$$

где је

$$U_L = \sqrt{G} \sqrt{\Omega} e^{(j\phi_A)} \quad (2.2.1.2)$$

$$U_S^C = \sqrt{G} \sqrt{\rho} \sqrt{2b_0} e^{(x+jS)} \quad (2.2.1.3)$$

$$U_S^G = \sqrt{(1-\rho)} U_S' \quad (2.2.1.4)$$



Слика 2.2.1.1. Шема ширења ласерског снопа за Малага модел атмосферске турбуленције

У једначинама (2.2.1.2) и (2.2.1.3) G представља реалну променљиву која прати Гаусову расподелу и представља споре флукуације LOS компоненте при чему је $E[G]=1$, где $E[\cdot]$ означава оператор очекивања. Параметар $\Omega = E[|U_L|^2]$ означава просечну снагу LOS компоненте док је просечна снага компоненти укупног расејања означена са $2b_0 = E[|U_S^C|^2 + |U_S^G|^2]$. ϕ_A и ϕ_B су детерминистичке фазе LOS компоненте и компонентне расејања повезане на LOS компоненту. Са друге стране, $0 \leq \rho \leq 1$, је фактор који изражава количину расејане снаге компоненте спојене на LOS компоненту. Овај фактор зависи од дужине деонице којом се сигнал простира, интензитета турбуленције, оптичке таласне дужине, пречника снопа, дивергенција снопа настале услед ширења снопа које је изазвано атмосфером и растојањем између различитих путања простирања. На крају, U_S' је кружна Гаусова сложена случајна променљива, а χ и S су реалне случајне променљиве које представљају лог-амплитуду и фазну петурбацију поља индуковане атмосферском турбуленцијом [13], [15], [16], [42], [121]–[124].

Шематски приказ ширења ласерског снопа за Малага модел атмосферске турбуленције је приказан на слици 2.2.1.1 која је базирана на радовима [13], [16], [121]. Примљени оптички интензитет се може изразити као:

$$I_a = |U_L + U_S^C + U_S^G|^2 e^{(2\chi)} = XY \quad (2.2.1.5)$$

$$I_a = \begin{cases} Y \triangleq |U_L + U_S^C + U_S^G|^2, (\text{флукуације малих димензија}) \\ X \triangleq e^{(2\chi)}, (\text{флукуације великих димензија}) \end{cases} \quad (2.2.1.6)$$

при чему флукуације малих димензија означавају доприносе малих размера сцинтилацији повезаној са турбулентним ћелијама мањим од било које прве Френелове зоне док велике флукуације стварају турбулентне ћелије веће од Френелове зоне.

Функција густине вероватноће за флукуације малих димензија се може изразити израчунавањем очекивања Рејлијеве компоненте у односу на Накагами расподелу [121].

$$f_Y(y) = \frac{1}{g} \left[\frac{g\beta}{g\beta + \Omega'} \right]^\beta e^{-\frac{y}{g}} {}_1F_1 \left(\beta; 1; \frac{1}{g} \frac{\Omega'}{g\beta + \Omega'} y \right) \quad (2.2.1.7)$$

где је $\beta \triangleq (E[G])^2 / \text{Var}[G]$ параметар количине фединга са $\text{Var}[\cdot]$ као оператором варијансе. Параметри Ω' и g су једнаки $\Omega' = \Omega + \rho 2b_0 + 2\sqrt{2b_0\Omega\rho} \cos(\phi_A - \phi_A)$ и $g = 2b_0(1 - \rho)$. ${}_1F_1(a; c; x)$ је Кумерова хипергеометријска функција првог реда [13], [16].

Функција густине вероватноће за флукуације великих димензија се обично изражава Лог-нормалном функцијом, међутим, да би се избегао интеграл бесконачног распона прибегава се апроксимацији Лог-нормалне функције Гама функцијом. Тако се функција густине вероватноће за флукуације великих димензија изражава као у [121]:

$$f_x(x) = \frac{\alpha^\alpha}{\Gamma(\alpha)} x^{\alpha-1} e^{-\alpha x} \quad (2.2.1.8)$$

где је α позитиван параметар који се односи на ефективни број ћелија великих димензија у процесу расејања.

Функција густине вероватноће Малага модела за укупни примљени оптички интензитет је дат изразом:

$$f_{I_a}(I_a) = A \sum_{m=1}^{\beta} a_m I_a^{\frac{\alpha+m-1}{2}} K_{\alpha-m} \left(2\sqrt{\frac{\alpha\beta I_a}{g\beta + \Omega'}} \right) \quad (2.2.1.9)$$

где су

$$A \triangleq \frac{2\alpha^{\frac{\alpha}{2}}}{\Gamma(\alpha) g^{1+\frac{\alpha}{2}}} \left(\frac{g\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{\alpha}{2} + \beta} \quad (2.2.1.10)$$

$$a_m \triangleq \frac{(\beta-1)}{(m-1)} \frac{(g\beta + \Omega')^{1-\frac{m}{2}}}{(m-1)!} \left(\frac{\Omega'}{g} \right)^{m-1} \left(\frac{\alpha}{\beta} \right)^{\frac{m}{2}} \quad (2.2.1.11)$$

Детаљан доказ функције густине вероватноће Малага модела атмосферске турбуленције је дат у [16]. У овој дисертацији је разматран Малага модел атмосферске турбуленције када је β природни број. Јачина атмосферске турбуленције је одређена Ројтовом (Rytov) варијансом σ_R^2 , која за равне таласе износи [34], [58], [62]:

$$\sigma_R^2 = 1.23 C_n^2 k^{\frac{7}{6}} L^{\frac{11}{6}} \quad (2.2.1.12)$$

где је $k = 2\pi/\lambda$ таласни број, λ је таласна дужина, L је дужина простирања и C_n^2 је индекс структурног преламања који се креће у границама 10^{-17} до $10^{-13} \text{ m}^{-2/3}$ [8], [11], [35], [36].

Табела 2.1. Листа различитих модела атмосферске турбуленције који се могу добити из Малага модела.

Модел расподеле	Услов добијања	Модел расподеле	Услов добијања
Рајс-Накагами	$\rho = 0$ $Var[U_L] = 0$	Логнормална	$\rho = 0$ $Var[U_L] = 0$ $g \rightarrow 0$
Гама	$\rho = 0$ $g = 0$	К	$\Omega = 0$ и $\rho = 0$ или $\beta = 1$
НК	$\rho = 0$ $Var[G] = 0$ $X = g$	Експоненцијална	$\Omega = 0$ $\rho = 0$ $\alpha \rightarrow \infty$
Гама-Гама	$\rho = 1$ $g = 0$ $\Omega' = 1$	Гама-Рајсова	$\beta \rightarrow \infty$
Засенчена-Рајсова	$Var[X] = 0$		

У поређењу са другим моделима атмосферских турбуленција, Малага модел атмосферске турбуленције има неколико битних предности [13], [16], [121]:

- Малага модел је применљив како за равне таласе тако и за сферне таласе и то за све услове турбуленција, од слабих до изузетно јаких.
- Малага модел се може изразити у затвореном облику, када параметар β представља природан број. Такође, из израза за Малага модел у затвореном облику се могу добити остали модели атмосферских турбуленција што је приказано у табели 2.2.1.1. Дакле, Малага модел представља општи модел за моделовање атмосферских турбуленција.
- Малага модел поседује и компоненту која је спојена са LOS компонентом, што се поклапа са реалним ширењем ласерског снопа кроз атмосферу па овом моделу даје и практични смисао.

-
- Малага модел показује и одлична поклапања теоријских резултата са резултатима симулација без обзира да ли се ради о сферним или равним таласима као и каква је јачина турбуленција.

2.2.2. Атмосферско слабљење

Приликом простирања између предајника и пријемника, оптички сигнал пролази кроз атмосферу и тада је изложен условима који у њој владају. Временски услови попут кише, снега, малгле или других честица које су саставни део атмосфере мање или више утичу на сигнал који се простире. Атмосферско слабљење се јавља услед расејања и апсорције тако што се почетни правци простирања мењају или се њихова енергија претвара у топлоту [8], [125].

За моделовање атмосферског слабљења се користи Бир-Ламбертов закон [6]:

$$I_l = e^{-\sigma L} \quad (2.2.2.1)$$

где L представља дужину простирања сигнала између предајника и пријемника а σ је коефицијент слабљења. Потребно је истаћи да се атмосферско слабљење више јавља као последица расејања а мање као последица апсорције. Разлог за то је величина честица и молекула у одређеним временским условима као и таласне дужине које се користе за пренос оптичког сигнала. Наиме, молекули снега и кише су много већих димензија од таласних дужина које се користе за пренос оптичког сигнала тако да не утичу значајно на расејање. Међутим, магла и измаглица значајно утичу на расејање а самим тим и на слабљење оптичког сигнала обзиром на то да је величина молекула и честица која их формира упоредива са таласним дужинама које се користе за пренос оптичког сигнала [126].

2.2.3. Грешка позиционирања

Атмосферска турбуленција и атмосферско слабљење неповољно утичу на сигнал који се простире. Још један фактор који знатно може да утиче на слабљење оптичког сигнала који се простире између предајника и пријемника је грешка позиционирања. У уводном делу дисертације је речено да грешка позиционирања

настаје услед вибрација оптичког снопа и његовог расејања, односно померања како по хоризонталном тако и по вертикалном правцу (цитер), и услед прецизности ласера (boresight).

Приликом инсталације оптичких предајника и пријемника потребно је водити рачуна о њиховој усмерености како би се остварила веза оптичке видљивости. Обзиром да се инсталације предајника и пријемника најчешће врше на високим зградама, вибрације у оптичком снопу настају услед налета ветра, топлотног ширења или њихања зграда које изазивају благи потреси или земљотреси. Грешка позиционирања настала као последица наведених фактора (случајним померајем) се назива цитер. Са друге стране, уколико се предајник и пријемник приликом инсталације не усмере добро долази до фиксног помераја, односно, центар оптичког снопа се не поклапа са центром детектора пријемника и то се назива грешком позиционирања насталом услед прецизности ласера.

У овој дисертацији разматрамо и грешку позиционирања насталу случајним померајем и грешку позиционирања која је настала услед прецизности ласера. Грешку позиционирања када постоји само цитер (грешка прецизности ласера је једнака нули - zero boresight) означимо са I_{pZB} , док ћемо грешку позиционирања када прецизност ласера постоји (грешка прецизности ласера није једнака нули - non zero boresight) ћемо означити са I_{pNZB} . Модели грешке позиционирања се могу представити као [19], [20], [44], [60], [62], [69]:

$$f_{I_{pZB}}(I_{pZB}) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} I_{pZB}^{\xi^2-1}, 0 \leq I_{pZB} \leq A_0 \quad (2.2.3.1)$$

$$f_{I_{pNZB}}(I_{pNZB}) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} I_{pNZB}^{\xi^2-1} I_0 \left(\frac{s}{\sigma_s} \sqrt{-\frac{\omega_{Leq}^2}{2} \ln \left(\frac{I_{pNZB}}{A_0} \right)} \right), 0 \leq I_{pNZB} \leq A_0 \quad (2.2.3.2)$$

где $A_0 = [\text{erf}(v)]^2$ представља укупну оптичку снагу кад је разлика између центра оптичког снопа и центра пријемног детектора једнака нули, $\text{erf}(\cdot)$ је функција грешке, $v = (a\sqrt{\pi})/(\omega_L\sqrt{2})$ је разлика између полупречника кружног детектора, a , и ширине оптичког снопа ω_L на удаљености L од предајника. ω_{Leq} је еквивалентни полупречник снопа на пријему и изражен је као $\omega_{Leq}^2 = (\omega_L^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v)) / (2ve^{-v^2})$. $\xi = \omega_{Leq} / 2\sigma_s$ је

количник између еквивалентног полупречника снопа на пријему и стандардне девијације цитера. s је померај прецизности ласера [19], [25], [44].

2.2.4. Функција густине вероватноће комбинованог модела

Интензитет оптичког сигнала који је ослабљен услед Малага модела атмосферске турбуленције, атмосферског слабљења и грешке позиционирања се може изразити као [127]:

$$I = I_a I_l I_p \quad (2.2.4.1)$$

Функција густине вероватноће интензитета сигнала I се може изразити [25]:

$$f_I(I) = \int f_{I|I_a}(I|I_a) f_{I_a}(I_a) dI_a \quad (2.2.4.2)$$

где је функција густине вероватноће Малага модела атмосферске турбуленције дата изразом (2.2.1.9) док је условна вероватноћа за случај када је грешка позиционирања проузрокована само цитером, израз (2.2.3.1) предствалена као [28]:

$$f_{I|I_a}(I|I_a) = \frac{1}{I_a I_l} f_{I_{pzb}}\left(\frac{I}{I_a I_l}\right) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2} I_a I_l} \left(\frac{I}{I_a I_l}\right)^{\xi^2-1}, \quad 0 \leq I \leq A_0 I_a I_l \quad (2.2.4.3)$$

Уколико заменимо изразе (2.2.1.9) и (2.2.4.3) у израз (2.2.4.2) добијамо:

$$f_I(I) = \frac{A \xi^2}{(I_l A_0)^{\xi^2}} I^{\xi^2-1} \int_{\frac{I}{I_l A_0}}^{\infty} \sum_{m=1}^{\beta} a_m I_a^{\frac{a+m}{2}-\xi^2-1} K_{\alpha-m} \left(2 \sqrt{\frac{\alpha \beta I_a}{g \beta + \Omega'}} \right) dI_a \quad (2.2.4.4)$$

Применом правила (А.1) Беселова функција постаје:

$$K_{\alpha-m} \left(2 \sqrt{\frac{\alpha \beta I_a}{g \beta + \Omega'}} \right) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{\alpha \beta I_a}{g \beta + \Omega'} \middle| \frac{\alpha-m}{2}, -\frac{\alpha-m}{2} \right) \quad (2.2.4.5)$$

Заменом израза (2.2.4.5) у израз (2.2.4.4) добијамо:

$$f_I(I) = \frac{A \xi^2}{2 (I_l A_0)^{\xi^2}} I^{\xi^2-1} \int_{\frac{I}{I_l A_0}}^{\infty} \sum_{m=1}^{\beta} a_m I_a^{\frac{a+m}{2}-\xi^2-1} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{\alpha \beta I_a}{g \beta + \Omega'} \middle| \frac{\alpha-m}{2}, -\frac{\alpha-m}{2} \right) dI_a \quad (2.2.4.6)$$

Интеграл из израза (2.2.4.6) решавамо помоћу правила (А.1), (А.2) и (А.3), након чега добијамо функцију густине вероватноће:

$$f_I(I) = \frac{A\xi^2 I^{\xi^2-1}}{2(I_l A_0)^{\xi^2}} \left(\frac{I}{I_l A_0} \right)^{\frac{\alpha+m}{2}-\xi^2} \times \sum_{m=1}^{\beta} a_m G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') I_l A_0} \middle| \begin{matrix} 1 - \frac{\alpha+m}{2} - \xi^2 \\ \xi^2 - \frac{\alpha+m}{2}, \frac{\alpha-m}{2}, \frac{m-\alpha}{2} \end{matrix} \right) \quad (2.2.4.7)$$

Применом правила (А.5) добијамо једноставнији израз функције густине вероватноће у зависности од интензитета сигнала за случај када је грешка позиционирања настала као цитер:

$$f_I(I) = \frac{A\xi^2}{2I} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') I_l A_0} \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) \quad (2.2.4.8)$$

За случај када је грешка позиционирања настала услед прецизности ласера, израз (2.2.3.2), условна вероватноћа је једнака:

$$f_{I|I_a}(I|I_a) = \frac{1}{I_a I_l} f_{I_{PNZB}} \left(\frac{I}{I_a I_l} \right) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2} I_a I_l} \left(\frac{I}{I_a I_l} \right)^{\xi^2-1} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} I_0 \left(\frac{s^2}{\sigma_s^2} \sqrt{-\frac{\omega_{Leq}^2}{2} \ln \left(\frac{I}{A_0 I_a I_l} \right)} \right), 0 \leq I \leq A_0 I_a I_l \quad (2.2.4.9)$$

Уколико заменимо изразе (2.2.1.9) и (2.2.4.9) у израз (2.2.4.2) добијамо:

$$f_I(I) = \frac{A\xi^2 I^{\xi^2-1}}{(A_0 I_l)^{\xi^2}} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \int_{\frac{I}{A_0 I_l}}^{\infty} I_a^{\frac{\alpha+m}{2}-\xi^2-1} I_0 \left(\frac{s^2}{\sigma_s^2} \sqrt{-\frac{\omega_{Leq}^2}{2} \ln \left(\frac{I}{A_0 I_a I_l} \right)} \right) K_{\alpha-m} \left(2 \sqrt{\frac{\alpha\beta I_a}{g\beta + \Omega'}} \right) dI_a \quad (2.2.4.10)$$

Први корак у даљем решавању интеграла из претходног израза је да дефинишемо да је $x = \sqrt{-\frac{\omega_{Leq}^2}{2} \ln \left(\frac{I}{A_0 I_a I_l} \right)}$ након чега добијамо:

$$f_I(I) = \frac{A\xi^2 I^{\xi^2-1}}{(A_0 I_l)^{\xi^2}} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \int_0^{\infty} \left(\frac{I}{A_0 I_l} e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2}} \right)^{\frac{\alpha+m}{2}-\xi^2-1} I_0 \left(\frac{s^2}{\sigma_s^2} x \right) \times K_{\alpha-m} \left(2 \sqrt{\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l}} e^{\frac{x^2}{\omega_{Leq}^2}} \right) \frac{I}{A_0 I_l} e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2}} \frac{4x}{\omega_{Leq}^2} dx \quad (2.2.4.11)$$

Сређивањем израза (2.2.4.11) добијамо:

$$f_l(I) = \frac{4A\xi^2}{\omega_{Leq}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m}{(A_0 I_l)^{\frac{\alpha+m}{2}}} \int_0^{\infty} x e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2} \left(\frac{\alpha+m}{2} - \xi^2 \right)} I_0 \left(\frac{s^2}{\sigma_s^2} x \right) \times K_{\alpha-m} \left(2 \sqrt{\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l}} e^{\frac{x^2}{\omega_{Leq}^2}} \right) I^{\frac{\alpha+m}{2}-1} dx \quad (2.2.4.12)$$

Израз (2.2.4.12) решавамо тако што уводимо да је

$$T(I) = K_{\alpha-m} \left(2 \sqrt{\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l}} e^{\frac{x^2}{\omega_{Leq}^2}} \right) I^{\frac{\alpha+m}{2}-1}. \text{ Дефинисани израз решавамо применом}$$

правила (А.6) након чега добијамо:

$$T(I) = \frac{\pi}{2 \sin(\pi(\alpha - m))} \times \left(\sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2}} \right)^{j - \frac{\alpha-m}{2}} I^{j+m-1}}{\Gamma(j - (\alpha - m) + 1) j!} - \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2}} \right)^{j + \frac{\alpha-m}{2}} I^{j+\alpha-1}}{\Gamma(j + (\alpha - m) + 1) j!} \right) \quad (2.2.4.13)$$

Заменом израза (2.2.4.13) у (2.2.4.12) и даљим сређивањем добијамо:

$$f_l(I) = \frac{4\pi A \xi^2}{\omega_{Leq}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m I^{\frac{\alpha+m}{2}-1}}{(A_0 I_l)^{\frac{\alpha+m}{2}} \sin(\pi(\alpha - m))} \times \sum_{j=0}^{\infty} \left(\frac{\left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j - \frac{\alpha-m}{2}}}{\Gamma(j - (\alpha - m) + 1) j!} \int_0^{\infty} x e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2} (j+m-\xi^2)} I_0 \left(\frac{s^2}{\sigma_s^2} x \right) dx - \frac{\left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j + \frac{\alpha-m}{2}}}{\Gamma(j + (\alpha - m) + 1) j!} \int_0^{\infty} x e^{\frac{2x^2}{\omega_{Leq}^2} (j+\alpha-\xi^2)} I_0 \left(\frac{s^2}{\sigma_s^2} x \right) dx \right) \quad (2.2.4.14)$$

Применом правила (А.7) и (А.8) и увођењем смене $t = x^2$ у израз (2.2.4.14) као и даљим математичким уређивањем добијамо функцију густине вероватноће у зависности од интензитета сигнала за случај када је грешка позиционирања настала услед прецизности ласера.

$$\begin{aligned}
 f_I(I) &= \frac{2\pi A \xi^2}{\omega_{L_{eq}}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m I^{\frac{\alpha+m}{2}-1}}{(A_0 I_l)^{\frac{\alpha+m}{2}} \sin(\pi(\alpha-m))} \\
 &\times \sum_{j=0}^J \left(\frac{\left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j-\frac{\alpha-m}{2}}}{\Gamma(j-(\alpha-m)+1) j!} \left(-\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+m-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+m-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) \right) \\
 &\quad - \left(\frac{\left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}}}{\Gamma(j+(\alpha-m)+1) j!} \left(-\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+\alpha-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) \right)
 \end{aligned} \tag{2.2.4.15}$$

У изразу (2.2.4.15) видимо да сума има коначну вредност која мора да задовољи критеријум $J = \lfloor \xi^2 - \alpha \rfloor$, где $\lfloor x \rfloor$ представља највећу целобројну вредност која је мања од x [19], [28], [44], [53].

Како бисмо добили функцију густине вероватноће у зависности од односа сигнал-шум на пријемнику, неопходно је да се прво упознамо које врсте детекције се примењују у бежичним оптичким комуникацијама у слободном простору. Две врсте детекције које се примењују у овим системима су кохерентна и директна детекција [10]. Директна детекција се чешће користи у FSO системима због своје једноставности која се огледа у томе да пријемник реагује само на тренутну снагу оптичког сигнала. За разлику од директне детекције, кохерентну детекцију можемо поделити у две групе: хомодинску детекцију и хетеродинску детекцију. Основна разлика између кохерентне детекције и директне детекције је постојање оптичког осцилатора на пријемнику са кохерентном детекцијом. Оптички сигнал са својом фреквенцијом се комбинује са оптичким сигналом који је генерисан од стране оптичког осцилатора и шаље се на фотодетектор. Фреквенција оптичког сигнала који генерише оптички осцилатор и фреквенција оптичког сигнала на пријему не мора да буде иста.

У пракси се због своје једноставности најчешће срећу FSO системи са IM/DD и OOK шемом. Код ових система се са једне стране модулише интензитет оптичког извора док се са друге стране путем анvelope директно детектује снага оптичког сигнала. OOK шема функционише тако што информациони бит траје током целог сигнализационог интервала када се преноси бит 1, односно немамо оптички импулс када се преноси бит 0.

$$x(t) = \begin{cases} 2P, & t \in [0, T_b) \\ 0, & \text{остало} \end{cases} \quad (2.2.4.16)$$

где је $x(t)$ анvelope сигнала, P снага на предаји и T_b сигнализациони интервал. На основу овога, електрични сигнал на пријемнику се може изразити као:

$$y(t) = x(t)RI + n(t) \quad (2.2.4.17)$$

где је R осетљивост фотодетектора, I флукуације интензитета сигнала а $n(t)$ бели Гаусов шум. Имајући у виду претходни израз, тренутни SNR се може дефинисати као [128]:

$$\gamma = \frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2} \quad (2.2.4.18)$$

а средња вредност SNR-а се може израчунати [128]:

$$\bar{\gamma} = E[\gamma] = E\left[\frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2}\right] = \frac{(2PR)^2}{2\sigma_n^2} E[I^2] \quad (2.2.4.19)$$

где је $E[\cdot]$ математичко очекивање. Електрични SNR се дефинише као [128]:

$$\mu = \frac{(2PR)^2}{2\sigma_n^2} E^2[I] \quad (2.2.4.20)$$

где је:

$$\gamma = \frac{\mu}{E^2[I]} I^2 \quad (2.2.4.21)$$

Из израза за функцију густине вероватноће (2.2.4.8) када се примењује IM/DD се може наћи да је:

$$E^2[I] = \frac{\xi^4 A_0^2 I_l^2 (g + \Omega')^2}{(\xi^2 + 1)^2} \quad (2.2.4.22)$$

при чему ћемо ставити да је $\kappa = \xi^2 / (\xi^2 + 1)$. Заменом једначине (2.2.4.22) у једначину (2.2.4.21) добијамо да је $I = \sqrt{\gamma / \mu_{IM/DD}} A_0 I_1 \kappa (g + \Omega')$. Трансформације случајних променљивих $f_\gamma(\gamma) = f_I(I) / (\partial\gamma / \partial I)$ добија се израз за функцију густине вероватноће у односу на SNR када се примењује IM/DD.

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{A\xi^2}{4\gamma} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \sqrt{\frac{\gamma}{\mu_{IM/DD}}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) \quad (2.2.4.23)$$

У случају када се на израза за функцију густине вероватноће (2.2.4.8) примењује хетеродинска детекција онда је:

$$E[I] = \frac{\xi^2 A_0 I_1 (g + \Omega')}{(\xi^2 + 1)} \quad (2.2.4.24)$$

при чему ћемо ставити да је $\kappa = \xi^2 / (\xi^2 + 1)$. Добијамо да је $I = (\gamma / \mu_{Het}) A_0 I_1 \kappa (g + \Omega')$. Трансформације случајних променљивих $f_\gamma(\gamma) = f_I(I) / (\partial\gamma / \partial I)$ добија се израз за функцију густине вероватноће у односу на SNR када се примењује хетеродинска детекција.

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{A\xi^2}{2\gamma} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \frac{\gamma}{\mu_{Het}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) \quad (2.2.4.25)$$

3. КАРАКТЕРИСТИКЕ СИСТЕМА БЕЗ АДАПТАЦИЈЕ

У овом поглављу ће бити представљене карактеристике система без адаптације. То значи да између пријемника и предајника не постоји канал повратне информације нити постоји могућност у адаптацији снаге предајника или адаптацији брзине преноса информација. Између предајника и пријемника постоји оптичка видљивост. На страни предајника се сигнал модулише интензитетском модулацијом са ООК шемом или неком интензитетском модулацијом подносиоцем у комбинацији са RF модулацијама. Сигнал који се преноси између предајника и пријемника је под утицајем Малага модела атмосферске турбуленције. Утицај атмосферског слабљења и грешке позиционирања ће такође бити предствљени. Посебна пажња ће бити посвећена утицају грешке позиционирања која је настала услед прецизности ласера. Карактеристике система које ће бити анализирани, дискутоване и предствљене у овом поглављу су вероватноћа грешке по биту (BER), повећање предајне снаге (Power Penalty) услед односа просечних снага (Extinction Ratio) и вероватноћа отказа система (Probability Outage).

3.1. Вероватноћа отказа система

Анализа FSO система заузима посебно место у сфери истраживања и интересовања у научним круговима обзиром на могућности које ови системи пружају, а које се пре свега огледају у великом пропусном опсегу. Поузданост ових система је веома битна како би се сигнал пренео од предајника до пријемника. Анализом

поузданости FSO система се може имати детаљнији увид у то како се систем понаша када је сигнал изложен различитим утицајима. Поузданост неког система се може посматрати кроз вероватноћу отказа система. У наставку овог дела дисертације биће представљена анализа вероватноће отказа FSO система када је сигнал који се простире између предајника и пријемника под утицајем атмосферске турбуленције. За моделовање атмосферске турбуленције је коришћен Малага модел, а на сигнал такође утичу и атмосферско слабљење и грешка позиционирања. Посебна пажња је стављена на анализу вероватноће отакза система у зависности од интензитета сигнала за случајеве када грешку позиционирања чине обе њене компоненте: цитер и прецизност ласера. Такође ће бити представљена анализа вероватноће отказа система у зависности од примљеног SNR нивоа за случај када грешку позиционирања чини само компонента цитера. Анализа ће бити извршена за различите врсте детекције: интензитетску модулацију са директном детекцијом и OOK шемом (IM/DD OOK) и хетеродинску детекцију. Биће представљен и утицај нивоа прекида на вероватноћу отказа система.

Вероватноћа отказа дефинисана је тако да вероватноћа излазног односа сигнал-шум буде мања од неког одређеног и дефинисаног прага који гарантује поузданост и стабилност система. Вероватноћа отказа система се може израчунати [25]:

$$P_{out} = \Pr[\gamma < \gamma_0] = \int_0^{\gamma_0} f_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 - \int_{\gamma_0}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (3.1.1)$$

или трансформацијом израза (2.2.4.18) из кога је $I_0 = \sqrt{\gamma_0 \sigma_n^2 / 2P^2 R^2}$ и применом у израз (3.1.1) се може написати [53]:

$$P_{out} = \int_0^{I_0} f_I(I) dI \quad (3.1.2)$$

Вероватноћа отказа система када на сигнал који се преноси утичу атмосферска турбуленција моделована Малага моделом, атмосферско слабљење и грешка позиционирања при којој је грешка прецизности ласера једнака нули - израз (2.2.4.8) једнака је:

$$P_{out} = \int_0^{I_0} f_I(I) dI = \frac{A\xi^2}{2} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{I_0} I^{-1} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') I_1 A_0} \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) dI \quad (3.1.3)$$

Применом правила (A.9) у комбинацији са правилима (A.3) и (A.4) решавамо интеграл из израза (3.1.3).

На овај начин добијамо вероватноћу отказа система када је грешка прецизности ласера једнака нули у зависности од јачине интензитета сигнала.

$$P_{out} = \frac{A\xi^2}{2} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{\alpha\beta\sigma_N\sqrt{\gamma_0}}{\sqrt{2}RP(g\beta + \Omega')I_l A_0} \middle| 1, \xi^2 + 1 \right)_{\xi^2, \alpha, m, 0} \quad (3.1.4)$$

Вероватноћа отказа система када на сигнал који се преноси утичу атмосферска турбуленција моделована Малага моделом, атмосферско слабљење и грешка позиционирања при којој грешка прецизности ласера није једнака нули - израз (2.2.4.15) једнака је:

$$P_{out} = \int_0^{I_0} f_I(I) dI = \frac{2\pi A\xi^2}{\omega_{L_{eq}}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m I^{\frac{\alpha+m}{2}-1}}{(A_0 I_l)^{\frac{\alpha+m}{2}} \sin(\pi(\alpha-m))} \times \int_0^J \sum_{j=0}^J \left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j-\frac{\alpha-m}{2}} \left(-\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+m-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+m-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) - \left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}} \left(-\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+\alpha-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) dI \quad (3.1.5)$$

Решавањем интеграла из горњег израза добијамо:

$$P_{out} = \frac{2\pi A\xi^2}{\omega_{L_{eq}}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m}{\sin(\pi(\alpha-m))} \times \sum_{j=0}^J \left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j-\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{\sqrt{\gamma_0}\sigma_N}{\sqrt{2}RP} \right)^{j+m} \left(-\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+m-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+m-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) - \left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{\sqrt{\gamma_0}\sigma_N}{\sqrt{2}RP} \right)^{j+\alpha} \left(-\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+\alpha-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) \quad (3.1.6)$$

Изрази (3.1.4) и (3.1.6) предствљају изразе за вероватноћу отказа система у зависности од јачине интензитета сигнала. Вероватноћа отказа система у зависности од SNR за случај када је грешка прецизности ласера једнака нули а примењује се IM/DD – израз (2.2.4.23) једнака је:

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_0} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \frac{A\xi^2}{4} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times \int_0^{\gamma_0} \gamma^{-1} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \sqrt{\frac{\gamma}{\mu_{IM/DD}}} \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) d\gamma \quad (3.1.7)$$

Применом правила (A.9) у комбинацији са правилима (A.3), (A.4) и (A.14) решавамо интеграл из израза (3.1.7). На овај начин добијамо вероватноћу отказа система када је грешка прецизности ласера једнака нули у зависности од SNR за случај када се примењује IM/DD.

$$P_{out} = \frac{2^{\alpha} A\xi^2}{16\pi} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{2,6}^{5,1} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2 \gamma_0}{16\mu (g\beta + \Omega')^2} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.1.8)$$

Вероватноћа отказа система у зависности од SNR за случај када је грешка прецизности ласера једнака нули а примењује се хетеродинска детекција – израз (2.2.4.25) једнака је:

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_0} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \frac{A\xi^2}{2} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times \int_0^{\gamma_0} \gamma^{-1} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \frac{\gamma}{\mu_{Het}} \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) d\gamma \quad (3.1.9)$$

Применом правила (A.9) у комбинацији са правилима (A.3) и (A.4) решавамо интеграл из израза (3.1.9). На овај начин добијамо вероватноћу отказа система када је грешка прецизности ласера једнака нули у зависности од SNR за случај када се примењује хетеродинска детекција.

$$P_{out} = \frac{A\xi^2}{2} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{2,4}^{3,1} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')\gamma_0}{\mu(g\beta + \Omega')} \middle| \begin{matrix} 1, \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.1.10)$$

Приликом нумеричког израчунавања резултата за вероватноћу отказа система коришћене су вредности параметара приказаних у табели 3.1.1 [69]. Остале вредности релевантних параметара који се користе приликом нумеричких израчунавања ће бити дефинисани у деловима дисертације где се дискутују добијени резултати.

Табела 3.1.1. Вредности параметара коришћених у нумеричким прорачунима.

Параметар	Слаба турбуленција	Умерена турбуленција	Јака турбуленција
$C_n^2 [m^{-2/3}]$	7.97×10^{-15}	3.33×10^{-14}	9.2×10^{-13}
$L [m]$	1000	1000	1000
$\lambda [nm]$	785	785	785
σ_R^2	0.35	1.47	40.5
α	7.52	4.06	9.765
β	6	2	1
$\sigma [dB/km]$	0.43	0.43	0.43

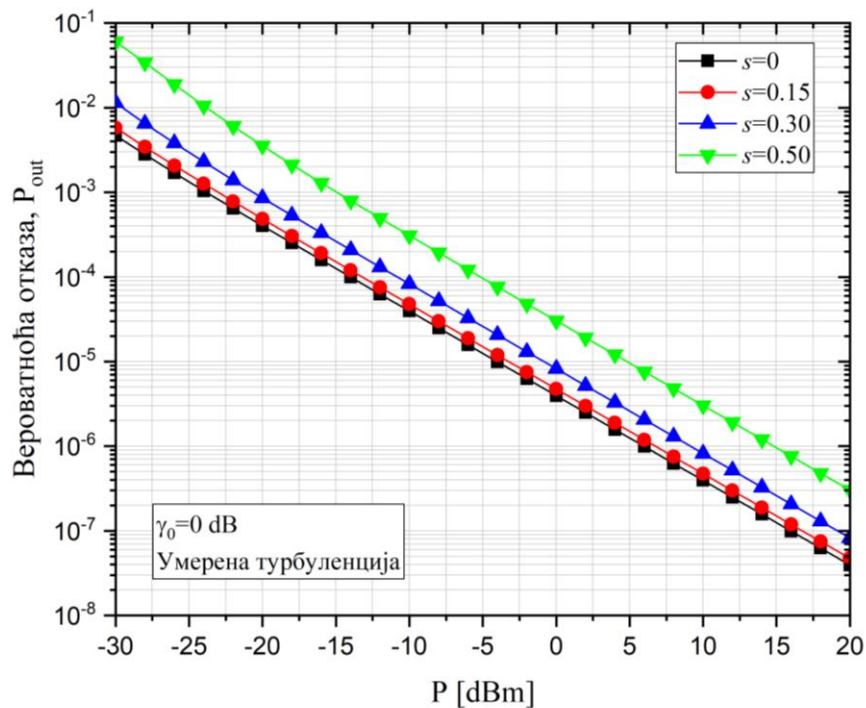
На слици 3.1.1. приказана је вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника P за различите вредности помераја прецизности ласера s када је сигнал који се простире изложен умереној атмосферској турбуленцији. Ниво прекида је $\gamma_0 = 0 \text{ dB}$.

Са слике 3.1.1. се види да се са повећањем помераја прецизности ласера повећава и вероватноћа отказа система, односно, перформансе система постају лошије. За случај када је $s = 0$ односно када је грешка помераја прецизности ласера једнака нули (израз 3.1.4 или израз 3.1.6) имамо најмању вероватноћу отказа система као што је и очекивано.

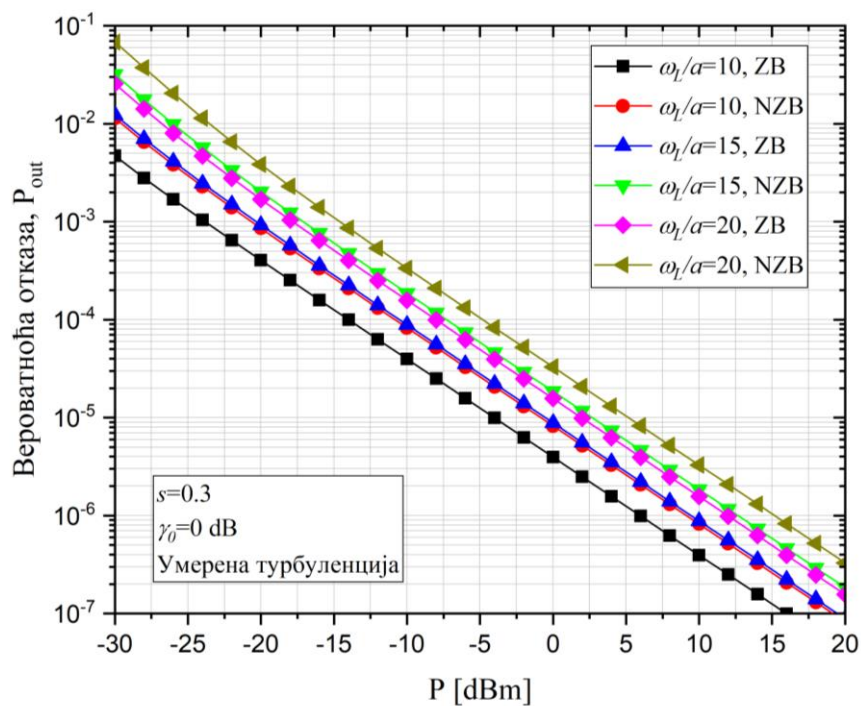
На слици 3.1.2. је приказана вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника P за различите вредности односа ширине снопа ω_L на удаљености L од предајника и полупречника детектора a . Вероватноћа отказа система је приказана за случајеве када је вредност помераја прецизности ласера једнака нули ($s = 0$) као и за случајеве када вредност помераја прецизности ласера није једнака нули ($s = 0.3$).

Сигнал који се простире је изложен умереној јачини атмосферске турбуленције а ниво прекида је $\gamma_0 = 0$ dB.

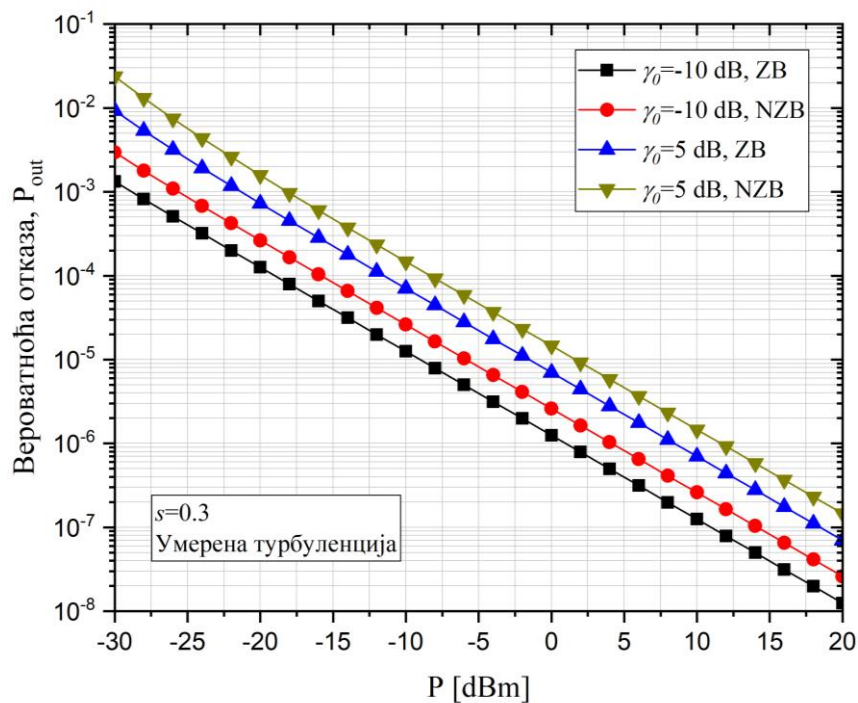
Слика 3.1.2. показује да се са повећавањем односа ширине оптичког снопа и полупречинак детектора повећава и вероватноћа отказа система. На овај однос поред атмосферске турбуленције којој је сигнал изложен утичу и дужина FSO деонице којом се сигнал простире, полупречник детектора, ширина оптичког снопа на излазу из предајника као и полупречник закривљења. За резултате приказане на слици смо у обзир узели да је грешка позиционирања настала услед цитера ξ мала, односно, да утицај помераја прецизности ласера има пресудну улогу. Када је однос пројекције ширине снопа на раван детектора мали и при том немамо грешку позиционирања, имамо најмању вероватноћу отказа система. Насупрот томе, као што се са слике види, уколико је пројекција ширине оптичког снопа на раван детектора велика и при томе имамо грешку насталу услед помераја прецизности ласера, вероватноћа отказа система је велика. Уколико желимо да смањимо расипање снаге на пријему онда је пожељно да имамо ужи сноп, међутим, треба водити рачуна да ширина оптичког снопа не буде превише мала, те да однос ω_L/a буде оптималан.



Слика 3.1.1. Вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника за различите вредности прецизности помераја ласера



Слика 3.1.2. Вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника за различите вредности односа ширине снопа и полупречника детектора



Слика 3.1.3. Вероватноћа отказа система у односу на снагу предајника за различите вредности нивоа прекида

Слика 3.1.3. приказује вероватноћу отказа система у односу на снагу предајника P за различите нивое прекида γ_0 . Вероватноћа отказа је приказана када је сигнал који се простире под утицајем умерене атмосферске турбуленције, а вредност помераја прецизности ласера је $s = 0.30$ у случају када постоји, односно $s = 0$ када не постоји.

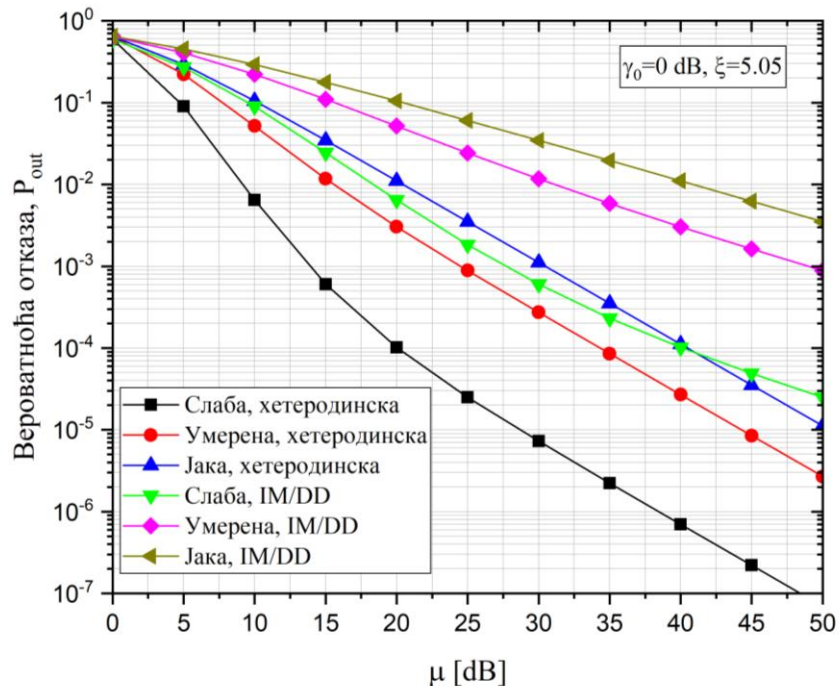
На почетку поглавља изразом (3.1.1.) је дефинисана вероватноћа отказа система која дефинише квалитет услуга у зависности од нивоа прага прекида γ_0 . Са слике 3.1.3. видимо како ниво прекида утиче на вероватноћу отказа система. За мањи ниво прекида, $\gamma_0 = -10$ dB, имамо мању вероватноћу отказа система, док за већу вредност нивоа прекида $\gamma_0 = 5$ dB имамо већу вероватноћу отказа система. Такође, грешка позиционирања неповољно утиче на вероватноћу отказа система па тако имамо највећу вероватноћу отказа за случај када је вредност помераја прецизности ласера $s = 0.30$.

Претходни резултати показују вероватноћу отказа у односу на снагу предајника у функцији интензитета сигнала. На сигнал који се простире је утицала атмосферска турбуленција, атмосферско слабљење и грешка позиционирања настала услед прецизности ласера и цитера. У даљој анализи вероватноће отказа система биће приказани резултати у односу на електрични SNR и само за случајеве када је грешка позиционирања настала као последица цитера. Такође, биће приказани резултати за различите врсте детекције сигнала на пријему као и за различите јачине атмосферских турбуленција и нивоа прекида.

Слика 3.1.4. приказује вероватноћу отказа система у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферске турбуленције за случајеве хетеродинске детекције и IM/DD. Вредност нивоа прекида је $\gamma_0 = 0$ dB док параметар који приказује грешку позиционирања насталу као цитер је $\xi = 5.05$. Остале вредности параметра који су коришћени су дати у табели 3.1.1.

Иако се у пракси чешће користе, видимо да за IM/DD имамо већу вероватноћу отказа система у односу на хетеродинску детекцију. Изузетак предствља само утицај јаке турбуленције, односно, вероватноћа отказа система је већа за хетеродинску детекцију када имамо јаку турбуленцију у односу на IM/DD када имамо слабу турбуленцију. Међутим, како је разлика у вредностима приликом поређења ова два случаја мала, то можемо да закључимо да хетеродинска детекција омогућава мању вероватноћу отказа система односно његову већу поузданост у поређењу са IM/DD. Са

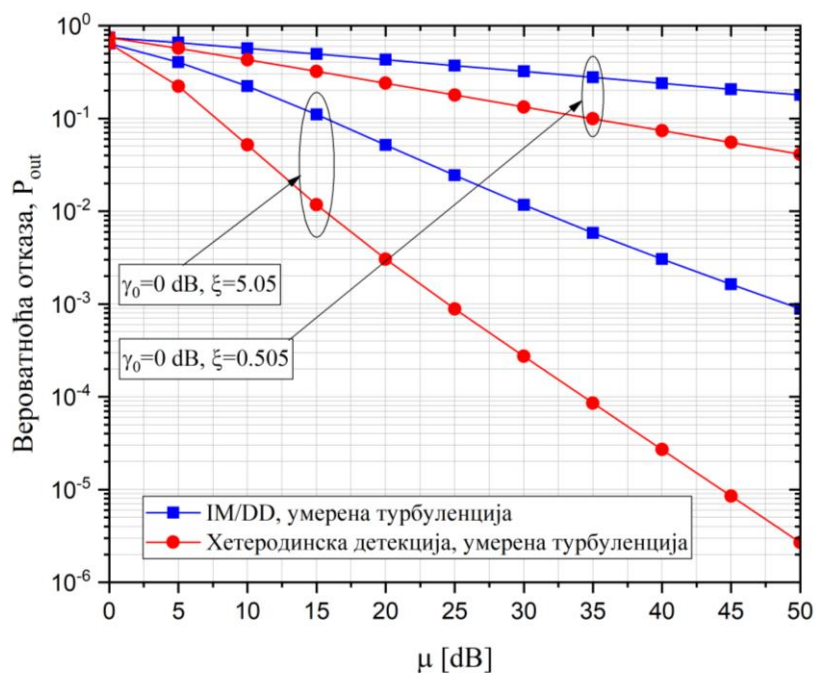
друге стране, ако засебно посматрамо хетеродинску детекцију и IM/DD, видимо да вероватноћа отказа система расте са повећањем јачине атмосферске турбуленције па тако најмању вероватноћу отказа имамо за случајеве слабе турбуленције док највеће вероватноће отказа имамо за случајеве јаке турбуленције.



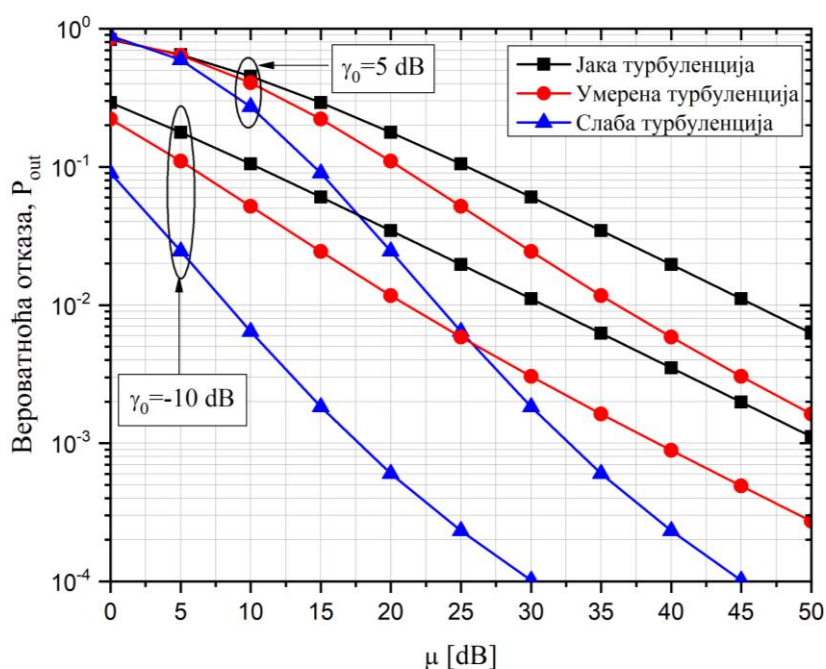
Слика 3.1.4. Вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферских турбуленција и врста детекција

Слика 3.1.5. приказује вероватноћу отказа система у односу на електрични SNR за различите врсте детекција као и за различите вредности параметра грешке позиционирања. Резултати су приказани за умерену турбуленцију када је ниво прекида једнак $\gamma_0 = 0$ dB.

Прво што са слике 3.1.5. можемо да уочимо је то да вредност параметра грешке позиционирања ξ има већи утицај у односу на врсту детекције која се примењује. Када је грешка позиционирања мања, односно, када је вредност ξ већа, имамо мању вероватноћу отказа система. Такође, како се вредност параметра ξ смањује, вероватноћа отказа система се повећава. Што је параметар ξ већи, то је грешка позиционирања мања и обрнуто. Са друге стране, без обзира на то да ли је грешка позиционирања већа или мања, свакако видимо да се са хетеродинском детекцијом постиже мања вероватноћа отказа система у односу на IM/DD.



Слика 3.1.5. Вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите вредности параметра грешке позиционирања и врста детекција



Слика 3.1.6. Вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите вредности нивоа прекида и јачине турбуленција

На слици 3.1.6. је приказана вероватноћа отказа система у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферских турбуленција и различите нивое прекида γ_0 .

Резултати су приказани за IM/DD када је вредност параметра грешке позиционирања једнак $\xi = 5.05$.

Као што је и очекивано, за мање вредности нивоа прекида имамо и мању вероватноћу отказа система. Оно што се са слике види за предствалени случај је то да слаба турбуленција анулира утицај нивоа прекида тек када је однос сигнал-шум на пријему изнад 25 dB, док је утицај нивоа прекида на вероватноћу отказа система и даље пресудан када се у разматрање узму у обзир умерена и јака турбуленција. Утицај нивоа прекида на вероватноћу отказа за дати случај је пресудан до 15 dB.

3.2. Вероватноћа грешке по биту

Како бисмо имали детаљнији увид у карактеристике система који разматрамо, у наставку ће бити дата анализа вероватноћа грешке по биту. Вероватноћа грешке по биту даје однос броја погрешно детектованих битова у односу на број битова који је укупно пренет. Као најраспрострањенија и најкоришћенија модулациона техника, прво ће бити анализирана вероватноћа грешке по биту за IM/DD са OOK шемом у функцији интензитета сигнала и SNR. BER у функцији интензитета сигнала ће бити анализиран за случајеве када је вредност помераја прецизности ласера једнак нули као и за случај када вредност помераја прецизности ласера није једнак нули, када је сигнал под утицајем различитих јачина атмосферских турбуленција и када на сигнал утиче атмосферско слабљење. Приликом анализе BER-а када се примењује IM/DD са OOK у функцији SNR, на сигнал ће поред атмосферског слабљења и различитих јачина атмосферских турбуленција утицати и грешка позиционирања када је вредност параметра помераја прецизности ласера једнака нули.

Поред ове модулационе технике, биће приказани и резултати интензитетске модулације подносиоцем при чему се за модулационе формате користе бинарне или QAM модулационе технике. Приликом анализе BER-а применом ових модулационих техника у функцији SNR биће узети у обзир јачина атмосферске турбуленције, атмосферско слабљење као и грешка позиционирања проузрокована цитером.

3.2.1. Вероватноћа грешке по биту са IM/DD и OOK

Због једноставне имплементације интензитетска модулација са директном детекцијом и OOK шемом кодовања се најчешће користи у FSO системима. Како OOK шема кодовања има само два стања, за стање “on” бит 1 и за стање “off” бит 0, то се вероватноћа грешке по биту за овакав систем може одредити као у [19], [49], [57]:

$$P_e = P(1)P(0|1) + P(0)P(1|0) \quad (3.2.1.1)$$

где $P(1)$ представља вероватноћу да је послат бит “on”, а $P(0)$ вероватноћу да је послат бит “off”. Са друге стране, $P(0|1)$ је вероватноћа да је примљен “off” бит када је послат “on” бит, и обрнуто, $P(1|0)$ је вероватноћа да је примљен “on” бит када је послат “off” бит. Како важи да је $P(1) = P(0) = 1/2$, претходни израз постаје:

$$P_e = \frac{1}{2}(P(0|1) + P(1|0)) \quad (3.2.1.2)$$

Вероватноће грешака из израза (3.2.1.2) у функцији интензитета сигнала су одређене као у [25], [28], [44], [129]:

$$P(0|1, I) = P(1|0, I) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{PRI}{\sqrt{2}\sigma_N}\right) \quad (3.2.1.3)$$

док су вероватноће грешака у функцији SNR на основу релације (2.2.4.18) једнаке:

$$P(0|1, \gamma) = P(1|0, \gamma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right) \quad (3.2.1.4)$$

где $\operatorname{erfc}(\cdot)$ означава функцију грешке.

Вероватноћа грешке по биту у функцији интензитета сигнала је једнака:

$$P_{e,I} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{PRI}{\sqrt{2}\sigma_N}\right) f_I(I) dI \quad (3.2.1.5)$$

односно, у функцији SNR:

$$P_{e,\gamma} = \int_0^{\infty} \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (3.2.1.6)$$

BER у функцији интензитета сигнала за први модел грешке позиционирања може се израчунати заменом израза (2.2.4.8) у израз (3.2.1.5).

Функција грешке из израза (3.2.1.5) се применом правила (A.10) трансформише и постаје:

$$\operatorname{erfc}\left(\frac{PRI}{\sqrt{2}\sigma_N}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{P^2 R^2 I^2}{2\sigma_N^2} \middle| 0, \frac{1}{2} \right) \quad (3.2.1.6)$$

након чега израз функције грешке по биту постаје:

$$P_{e,I_{ZB}} = \frac{A\xi^2}{4\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times \int_0^{\infty} I^{-1} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') I_l A_0} \middle| \frac{\xi^2 + 1}{\xi^2}, \alpha, m \right) G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{P^2 R^2 I^2}{2\sigma_N^2} \middle| 0, \frac{1}{2} \right) dI \quad (3.2.1.7)$$

Применом правила (A.3), (A.4), (A.11), (A.12), (A.13) и (A.14) решавамо интеграл из израза (3.2.1.7) и добијамо израз за BER:

$$P_{e,I_{ZB}} = \frac{2^\alpha A\xi^2}{32\pi\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{3,6}^{5,2} \left(8 \left(\frac{PRI_l A_0 (g\beta + \Omega')}{\alpha\beta\sigma_N} \right)^2 \middle| 0, 1, -\frac{\xi^2}{2}, \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-m}{2}, \frac{2-m}{2}, \frac{2-m}{2}, 1 \right) \quad (3.2.1.8)$$

BER у функцији интензитета сигнала за други модел грешке позиционирања је:

$$P_{e,I_{NZB}} = \frac{2\pi A\xi^2}{\omega_{Leq}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m I^{\frac{\alpha+m}{2}-1}}{(A_0 I_l)^{\frac{\alpha+m}{2}} \sin(\pi(\alpha-m))} \times \int_0^{\infty} \sum_{j=0}^J G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{P^2 R^2 I^2}{2\sigma_N^2} \middle| 0, \frac{1}{2} \right) \frac{\left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j-\frac{\alpha-m}{2}}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(j-(\alpha-m)+1)j!} \left(\frac{\omega_{Leq}^2 s^2}{4(j+m-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{Leq}^2 s^2}{8(j+m-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) - G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{P^2 R^2 I^2}{2\sigma_N^2} \middle| 0, \frac{1}{2} \right) \frac{\left(\frac{\alpha\beta I}{(g\beta + \Omega') A_0 I_l} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}}}{2\sqrt{\pi}\Gamma(j+(\alpha-m)+1)j!} \left(\frac{\omega_{Leq}^2 s^2}{4(j+\alpha-\xi^2)} e^{-\frac{\omega_{Leq}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4}} \right) \quad (3.2.1.9)$$

Интеграл из израза (3.2.1.9) решавамо применом правила (A.15). Коначан израз за BER у функцији интензитета сигнала за случај када је грешка позиционирања настала услед цитера и прецизности ласера је:

$$\begin{aligned}
P_{e,I_{NZB}} &= \frac{\pi A \xi^2}{2 \omega_{L_{eq}}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m}{\sin(\pi(\alpha - m))} \\
&\times \sum_{j=0}^J \left(\frac{\left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j-\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{R^2 P^2}{2\sigma_N^2} \right)^{-\frac{j+m}{2}} \Gamma\left(\frac{j+m}{2}\right) \Gamma\left(\frac{j+m+1}{2}\right) \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+m-\xi^2)\sigma_s^4} \right)}{\sqrt{\pi} (A_0 I_l)^{j+m} \Gamma(j-(\alpha-m)+1) j! \Gamma\left(\frac{j+m}{2}+1\right)} \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+m-\xi^2)} \right) \right) \\
&- \left(\frac{\left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{R^2 P^2}{2\sigma_N^2} \right)^{-\frac{j+\alpha}{2}} \Gamma\left(\frac{j+\alpha}{2}\right) \Gamma\left(\frac{j+\alpha+1}{2}\right) \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4} \right)}{\sqrt{\pi} (A_0 I_l)^{j+\alpha} \Gamma(j+(\alpha-m)+1) j! \Gamma\left(\frac{j+\alpha}{2}+1\right)} \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2}{4(j+\alpha-\xi^2)} \right) \right) \quad (3.2.1.10)
\end{aligned}$$

BER у функцији SNR за случај када је грешка позиционирања настала као последица цитера може се израчунати заменом израза (2.2.4.23) у израз (3.2.1.6). Функција грешке из израза (3.2.1.6) се применом правила (A.10) трансформише и постаје:

$$\operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\gamma}{4} \middle| \frac{1}{0, \frac{1}{2}} \right) \quad (3.2.1.11)$$

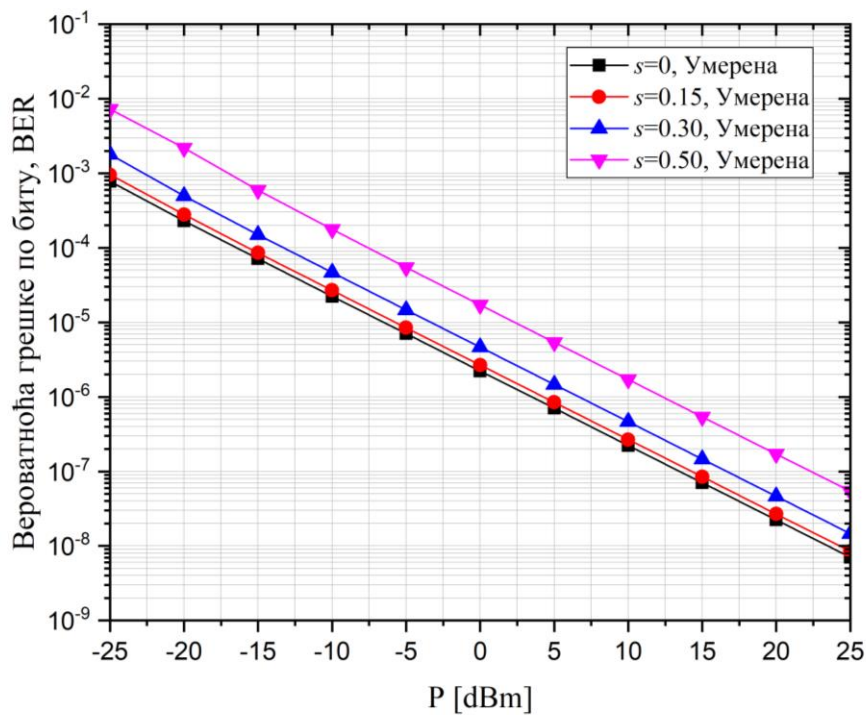
након чега израз функције грешке по биту постаје:

$$\begin{aligned}
P_{e,\gamma} &= \frac{A \xi^2}{8\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \\
&\times \int_0^{\infty} \gamma^{-1} G_{1,2}^{2,0} \left(\frac{\gamma}{4} \middle| \frac{1}{0, \frac{1}{2}} \right) G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \sqrt{\frac{\gamma}{\mu}} \middle| \frac{\xi^2 + 1}{\xi^2}, \alpha, m \right) d\gamma \quad (3.2.1.12)
\end{aligned}$$

Применом правила (A.3), (A.4), (A.11), (A.12), (A.13) и (A.14) решавамо интеграл из израза (3.2.1.12) и добијамо израз за вероватноћу грешке по биту у зависности од SNR:

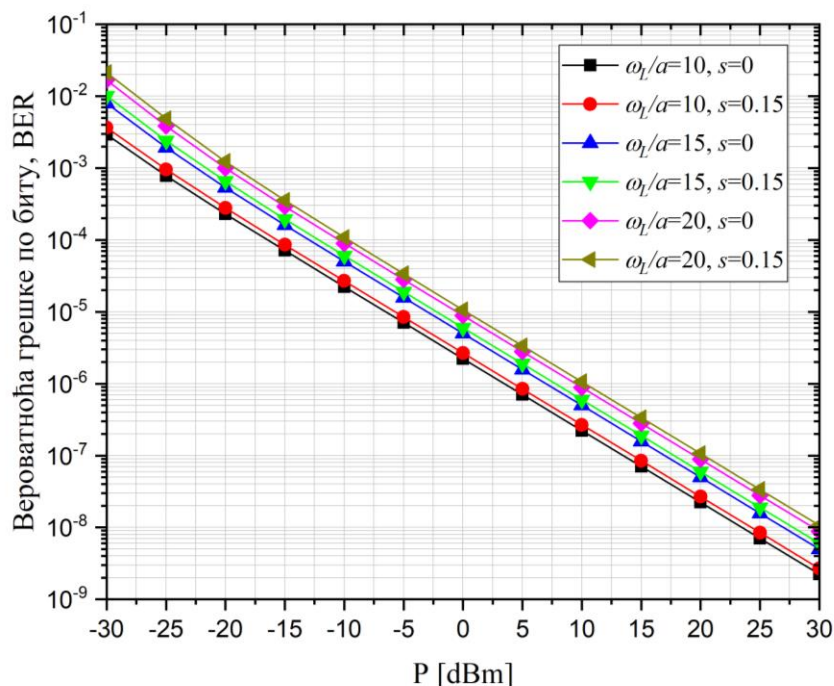
$$P_{e,\gamma} = \frac{2^\alpha A \xi^2}{32\pi\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{3,6}^{5,2} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2}{4\mu (g\beta + \Omega')^2} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.2.1.13)$$

На слици 3.2.1.1 је приказана вероватноћа грешке по биту у односу на снагу предајника за различите вредности помераја ласера. Резултати приказани на слици су добијени на основу израза (3.2.1.8) за случај када је грешка позиционирања настала од цитера (вредност помераја ласера је $s = 0$) и (3.2.1.10) када је грешка позиционирања настала и од цитера у од помераја прецизности ласера ($s > 0$), у случајевима умерене атмосферске турбуленције чије су вредности дате у Табели 3.1.



Слика 3.2.1.1. Вероватноћа грешке по биту у односу на снагу предајника за различите вредности прецизности помераја ласера

Вероватноћа грешке по биту је најмања када је вредност помераја прецизности ласера једнак нули. Са повећање вредности помераја прецизности ласера повећава се и вероватноћа грешке по биту како је и приказано на слици 3.2.1.1.



Слика 3.2.1.2. Вероватноћа грешке по биту у односу на снагу предајника за различите вредности односа ширине снопа и полуречинка детектора

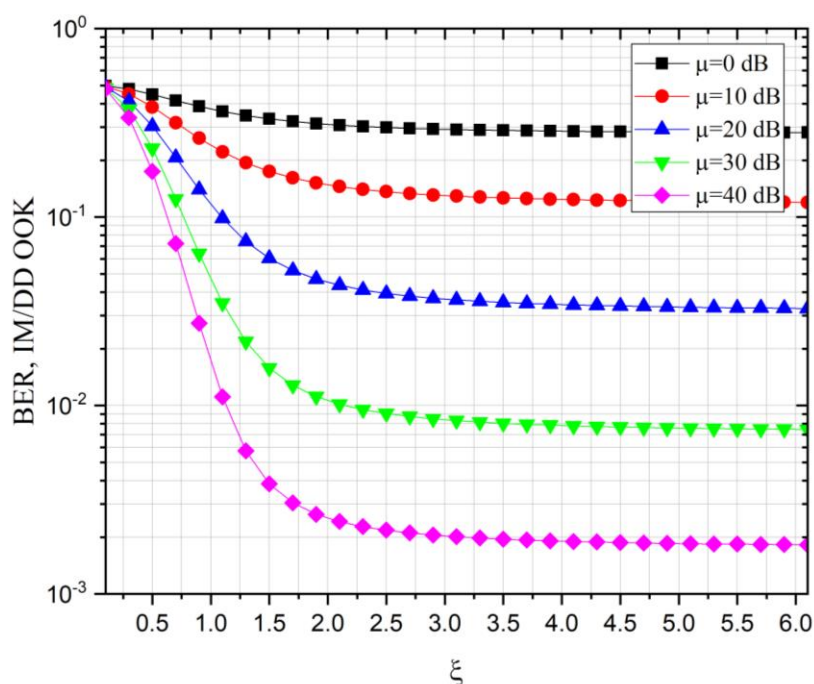
На слици 3.2.1.2 је приказана вероватноћа грешке по биту у односу на снагу предајника за различите односе ширине снопа ласера ω_L на удаљености од предајника L и полупречника детектора a . На слици су приказани различите вредности односа ширине снопа ласера и полупречника детектора за услове умерене турбуленције кад је померај прецизности ласера једнак нули као и када померај прецизности ласера већи од нуле.

Мања вредност односа између ширине снопа ласера на удаљености L од предајника и полупречника детектора a даје мању вероватноћу грешке по биту. Са повећањем вредности тог односа повећава се и вероватноћа грешке по биту. Са слике се такође види да је за исту вредност односа ω_L/a већа вероватноћа грешке по биту када је вредност помераја прецизности ласера већа од нуле, односно, када грешку позиционирања чине обе компоненте: цитер и померај прецизности ласера.

Резултати приказани на сликама 3.2.1.1 и 3.2.1.2 добијени на основу израза (3.2.1.8) и (3.2.1.10) су публиковани у [19], [44].

На слици 3.2.1.3 је приказана вероватноћа грешке по биту у односу на вредност параметра грешке позиционирања ξ , за различите вредности електричног SNR нивоа.

Резултати представљени на слици су добијени на основу израза (3.2.1.13) за случај умерене атмосферске турбуленције.



Слика 3.2.1.3. Вероватноћа грешке по биту у односу на параметар грешке позиционирања за различите вредности електричног SNR нивоа

Већа вредност параметра ξ означава мању грешку позиционирања и обрнуто, мања вредност параметра ξ означава већу вредност грешке позиционирања. Са слике се види да се са повећањем вредности параметра грешке позиционирања смањује вероватноћа грешке по биту. Када је ниво односа сигнал-шум на пријему мали, вероватноћа грешке по бита је већа. За веће вредности односа сигнал-шум на пријему, имамо мању вероватноћу грешке по биту.

3.2.2. Вероватноћа грешке по биту са SIM за различите комбинације бинарних модулација

У претходном делу су приказане карактеристике система без адаптације за IM/DD са OOK. Њихова једноставна имплементација је довела до тога да се најчешће користе у пракси, међутим, карактеристике система које се добијају њиховом применом нису толико добре. Како би се карактеристике система побољшале дошло је

до примене интензитетске модулације подносиоцем у комбинацијама са различитим врстама модулација које се користе у радио-фреквентним системима. Вероватноћа грешке по биту за интензитетску модулацију подносиоцем у комбинацији са бинарним модулацијама може се изразити као [130]:

$$P_{e,\gamma} = \frac{q^p}{2\Gamma(p)} \int_0^{\infty} e^{-q\gamma} \gamma^{p-1} F_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (3.2.2.1)$$

где $F_{\gamma}(\gamma)$ представља кумулативну функцију расподеле тренутног SNR, $\Gamma(\cdot)$ је Гама функција дефинисана као (06.05.02.0001.01) у [131] а p и q зависе од примењене бинарне модулације. Вредност параметра p и q су дати у табели 3.2.2 а дефинисани су као у табели 1 из [18] при чему је:

Табела 3.2.2. Вредности параметара p и q у зависности од примењене бинарне модулације.

Модулација	p	q
Coherent Binary Frequency Shift Keying (CBFSK)	0.5	0.5
Coherent Binary Phase Shift Keying (CBPSK)	0.5	1
Non-Coherent Binary Frequency Shift Keying (NBFSK)	1	0.5
Differential Binary Phase Shift Keying (DBPSK)	1	1

Применом правила (А.16), експоненцијална функција из израза (3.2.2.1) постаје:

$$e^{-q\gamma} = G_{0,1}^{1,0} \left(q\gamma \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right) \quad (3.2.2.2)$$

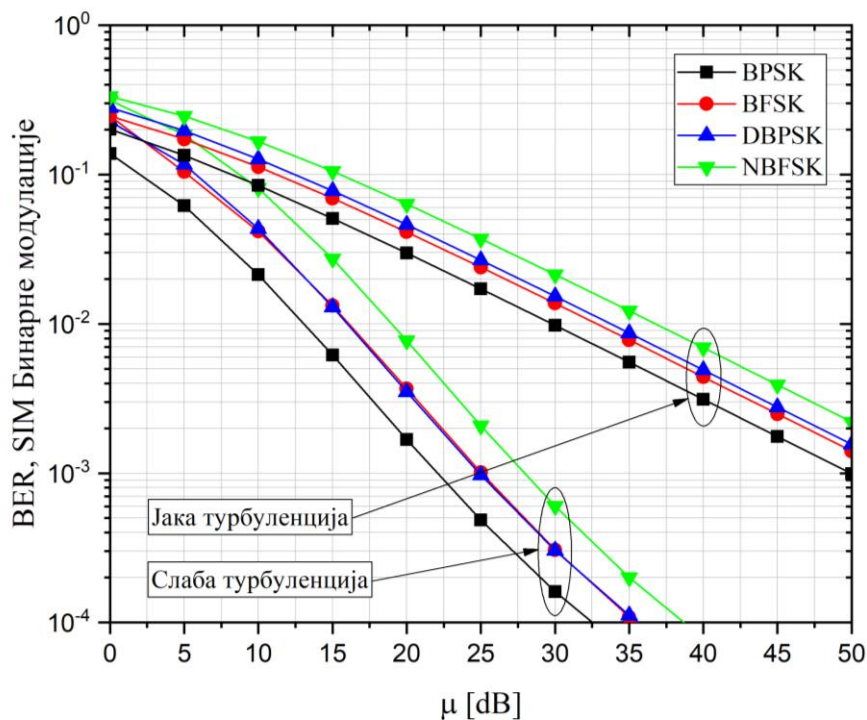
Заменом израза (3.1.8) и (3.2.2.2) у израз (3.2.2.1) добијамо:

$$P_{e|\gamma} = \frac{2^{\alpha} A \xi^2 q^p}{32\pi \Gamma(p)} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{\infty} \gamma^{p-1} G_{0,1}^{1,0} \left(q\gamma \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right) \times G_{2,6}^{5,1} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2 \gamma}{16\mu (g\beta + \Omega')^2} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) d\gamma \quad (3.2.2.3)$$

Решавањем интеграла из израза (3.2.2.3) применом правила (А.17) добијамо BER са SIM у комбинацији са бинарним модулацијама:

$$P_{e|y} = \frac{2^\alpha A \xi^2}{32\pi\Gamma(p)} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{3,6}^{5,2} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2}{q16\mu (g\beta + \Omega')^2} \middle| \begin{matrix} 1, 1-p, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.2.2.4)$$

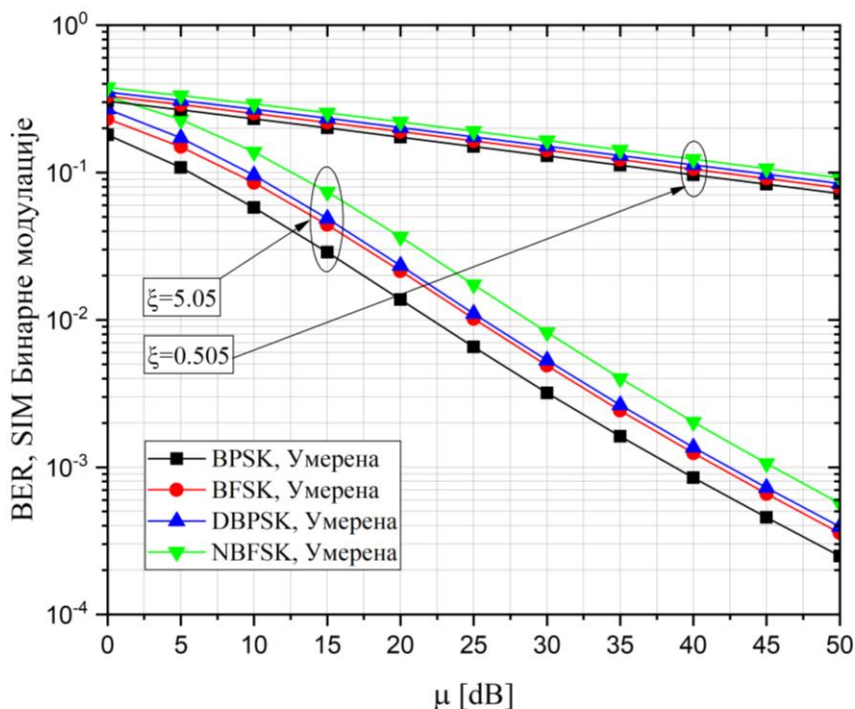
На слици 3.2.2.1 је приказана вероватноћа грешке по биту за интензитетску модулацију подносиоцем у комбинацији са бинарним модулацијама када је сигнал који се преноси под утицајем слабе и јаке атмосферске турбуленције. Резултати су добијени на основу израза (3.2.2.4) а вредности параметра су дати у табели 3.1.1.



Слика 3.2.2.1. Вероватноћа грешке по биту са SIM у комбинацији са бинарним модулацијама за различите јачине атмосферске турбуленције

Са слике се види да јачина атмосферске турбуленције има велики утицај на BER, па тако за слабу атмосферску турбуленцију имамо да је BER мањи док за јаку атмосферску турбуленцију имамо да је BER већи. Такође, уколико посматрамо врсте бинарних модулација, видећемо да је BER најмањи када се примењује SIM BPSK док је највећи за случај када се примењује SIM NBFSK. У добрим атмосферским условима, односно за слабу атмосферску турбуленцију, разлика у примени SIM BFSK и SIM

DBPSK модулације готово да не постоји, док је у случају лоших атмосферских услова, односно јаку атмосферску турбуленцију та разлика уочљивија и BER је мањи за SIM BFSK.



Слика 3.2.2.2. Вероватноћа грешке по биту са SIM у комбинацији са бинарним модулацијама за различите вредности параметра грешке позиционирања

На слици 3.2.2.2. је приказана вероватноћа грешке по биту са SIM у комбинацији са бинарним модулацијама за случајеве када је грешка позиционирања велика, односно мала. Резултати приказани на слици важе за случај када је сигнал изложен умереној атмосферској турбуленцији.

Као што је и на претходној слици приказано, вероватноћа грешке по биту је најмања за SIM BPSK а највећа за SIM NBFSK. На овој слици се види утицај грешке позиционирања на вероватноћу грешке по биту. Када је грешка позиционирања велика, $\xi = 0.505$, вероватноћа грешке по биту је такође велика и обрнуто, када је грешка позиционирања мала, $\xi = 5.05$, вероватноћа грешке по биту је мала. Грешка позиционирања има кључни утицај на вероватноћу грешке по биту у односу на врсту примењене SIM бинарне модулације.

3.2.3. Вероватноћа грешке по биту са SIM QAM са квадратурном консталацијом тачака

Интензитетска модулација подносиоцем са квадратурном амплитудском модулацијом се у FSO системима користи јер се без повећања пропусног опсега постижу веће брзине преноса података. У овом делу дисертације ће бити анализирана SIM QAM са квадратурном консталацијом тачака.

Вероватноћа да је k -ти бит погрешно пренет када се примењује SIM QAM дата је изразом [132]:

$$P_{e|\gamma}(k) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \times \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M}{2(M-1)} \gamma} \right) \quad (3.2.3.1)$$

Вероватноћа грешке по биту се добија као:

$$P_e(k) = \int_0^{\infty} P_{e|\gamma}(k) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (3.2.3.2)$$

Заменом израза (2.2.4.23) и (3.2.3.1) у израз (3.2.3.2) добијамо:

$$P_e(k) = \frac{A\xi^2}{4\sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2} (1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \times \int_0^{\infty} \gamma^{-1} \operatorname{erfc} \left((2i+1) \sqrt{\frac{3 \log_2 M}{2(M-1)} \gamma} \right) G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \sqrt{\frac{\gamma}{\mu}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (3.2.3.3)$$

Применом правила (A.10) трансформишемо функцију грешке из израза (3.2.3.3) и добијамо:

$$P_e(k) = \frac{A\xi^2}{4\sqrt{\pi}\sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2} (1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} (-1)^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \times \int_0^{\infty} \gamma^{-1} G_{1,2}^{2,0} \left((2i+1)^2 \frac{3 \log_2 M}{2(M-1)} \gamma \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right) G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{\alpha\beta\kappa(g + \Omega')}{g\beta + \Omega'} \sqrt{\frac{\gamma}{\mu}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (3.2.3.4)$$

Применом правила (A.11) и (A.14) решавамо интеграл из претходног израза и добијамо:

$$P_e(k) = \frac{2^\alpha A \xi^2}{16\pi\sqrt{\pi}\sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2} (1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \sum_{i=0}^{\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} \rfloor} (-1)^i \left(2^{k-1} - \left\lfloor \frac{i2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \right\rfloor \right) \times G_{3,6}^{5,2} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2 (M-1)}{24\mu(2i+1)^2 (g\beta + \Omega')^2 \log_2 M} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.2.3.5)$$

На основу израза (16) из [132] добијамо вероватноћу грешке по биту за SIM QAM.

$$P_e = \frac{1}{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} P_e(k) \quad (3.2.3.6)$$

Из претходне једначине се може одредити апроксимативан израз уколико занемаримо чланове суме вишег реда. За први и други члан суме добијамо:

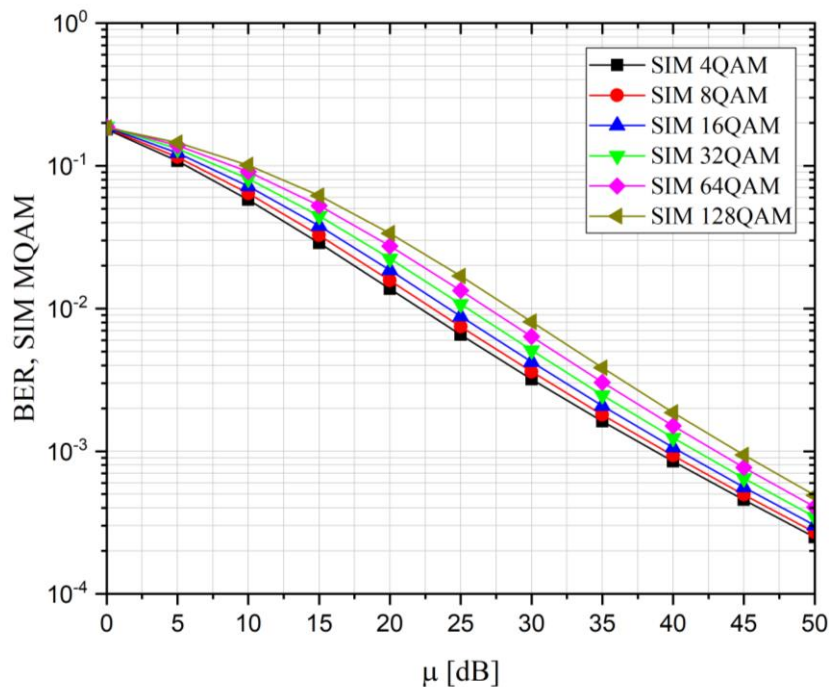
$$P_e \cong \frac{2^\alpha A \xi^2 (\sqrt{M} - 1)}{16\pi\sqrt{\pi}\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{3,6}^{5,2} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2 (M-1)}{24\mu(g\beta + \Omega')^2 \log_2 M} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) + \frac{2^\alpha A \xi^2 (\sqrt{M} - 2)}{16\pi\sqrt{\pi}\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{3,6}^{5,2} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2 (M-1)}{216\mu(g\beta + \Omega')^2 \log_2 M} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.2.3.7)$$

Како је први члан суме доминантан, израз (3.2.3.7) постаје:

$$P_e \cong \frac{2^\alpha A \xi^2 (\sqrt{M} - 1)}{16\pi\sqrt{\pi}\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \times G_{3,6}^{5,2} \left(\frac{\alpha^2 \beta^2 \kappa^2 (g + \Omega')^2 (M-1)}{24\mu(g\beta + \Omega')^2 \log_2 M} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{1}{2}, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \quad (3.2.3.8)$$

На слици 3.2.3.1 је приказана вероватноћа грешке по биту са SIM QAM са квадратурном консталацијом тачака у зависности од различитих формата модулација.

Резултати приказани на слици су добијени на основу израза (3.2.3.8) за услове умерене атмосферске турбуленције.

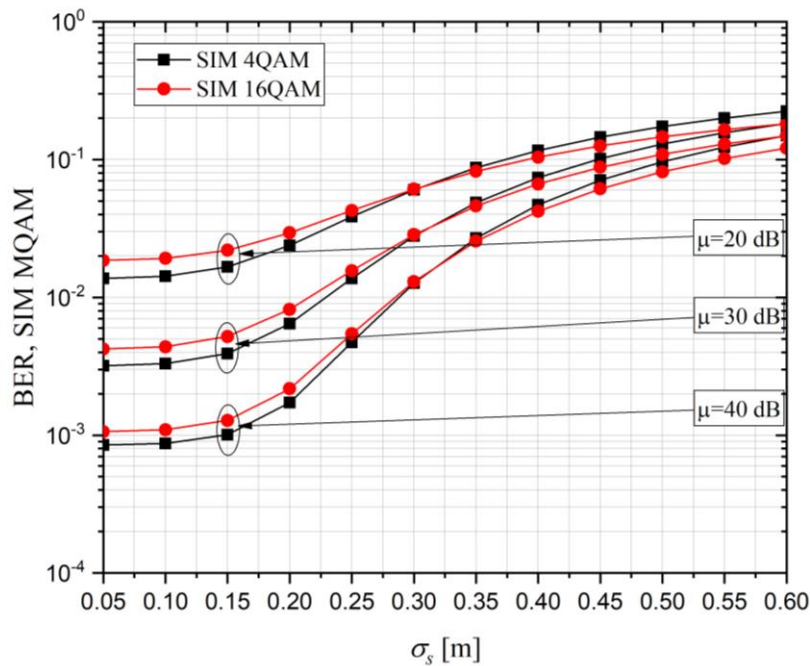


Слика 3.2.3.1. Вероватноћа грешке по биту са SIM QAM у зависности од различитих формата модулације

Са слике се види како се са повећањем формата модулације повећава и вероватноћа грешке по биту. Најмања вероватноћа грешке по биту се добија за случај SIM 4QAM док се највећа вероватноћа грешка по биту добија за случај 128SIM QAM.

На слици 3.2.3.2 је приказана вероватноћа грешке по биту са SIM QAM са квадратурном консталацијом тачака у зависности од стандардне девијације цитера за различите нивое електричног SNR.

Са слике се види да је вероватноћа грешке по биту за SIM 4QAM мања него за SIM 4QAM што је у складу и са резултатима који су приказани на претходној слици. Такође, вероватноћа грешке по биту је мања када је ниво електричног SNR већи. Са повећањем стандардне девијације цитера, односно, што је неусклађеност између предајника и пријемника већа, повећава се и вероватноћа грешке по биту. Грешка позиционирања има већи утицај на веће нивое електричног SNR.



Слика 3.2.3.2. Вероватноћа грешке по биту са SIM QAM у зависности од стандардне девијације њитера

3.3. Повећање предајне снаге

У поглављу 3.2.1 је представљена вероватноћа грешке по биту за IM/DD. Тада је речено да оптички комуникациони системи за пренос података користе два нивоа оптичке снаге, где виши ниво снаге представља бинарно 1, док нижи ниво снаге представља бинарно 0. Ова два нивоа снаге се могу представити као P_1 и P_0 где је $P_1 > P_0$. Однос између ових сага се дефинише као:

$$r_e = \frac{P_1}{P_0} \quad (3.3.1)$$

У идеалном случају снага P_0 би била једнака нули а однос снага r_e би била једнака бесконачности, али у практичним системима то није случај обзиром да је снага P_0 већа од нуле.

Вероватноћа грешке по биту за IM/DD је дата изразом (3.2.1.5). Функција вероватноће грешке по биту се може написати и као:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{Q}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.3.2)$$

где Q предствља Q функцију која је на основу израза (3.2.2) једнака:

$$Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1} (2P_e) \quad (3.3.3)$$

Када однос снага није идеалан, пренесена снага се мора повећати како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту. То повећање снаге како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту се математички може написати у функцији односа снага као:

$$PP(r_e) = \frac{Q}{2PR} \left(\frac{r_e + 1}{r_e - 1} \right) = \frac{\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1} (2P_e)}{2PR} \left(\frac{r_e + 1}{r_e - 1} \right) \quad (3.3.4)$$

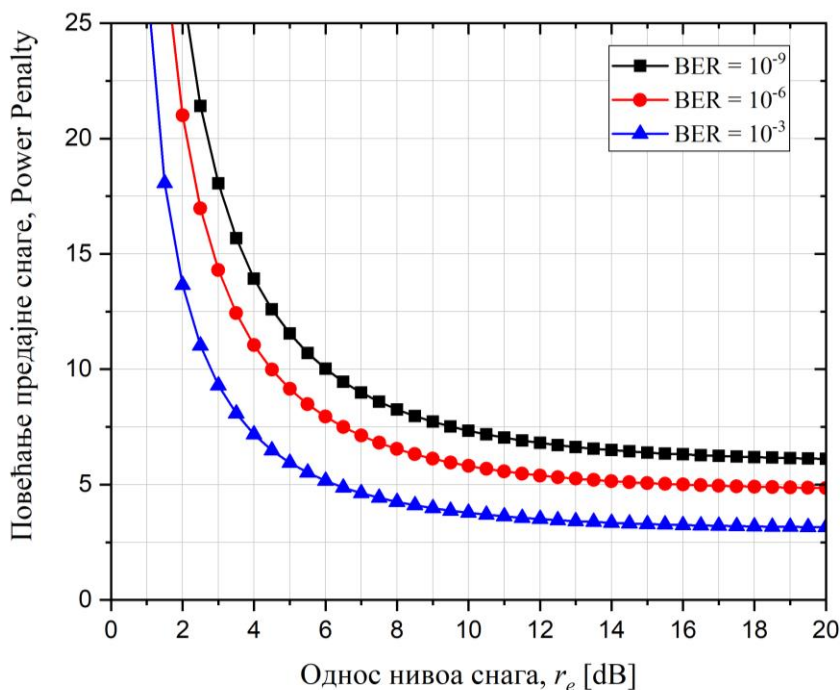
Повећање снаге како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту за случај када је померај прецизности ласера једнак нули, а вероватноћа грешке по биту дата изразом (3.2.1.8) је једнак:

$$PP(r_e) = \frac{\sqrt{2}}{2PR} \left(\frac{r_e + 1}{r_e - 1} \right) \operatorname{erfc}^{-1} \left(\frac{2^\alpha A \xi^2}{16\pi\sqrt{\pi}} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \right. \\ \left. \times G_{3,6}^{5,2} \left[8 \left(\frac{PRI_l A_0 (g\beta + \Omega')}{\alpha\beta\sigma_N} \right)^2 \left| \begin{matrix} 0, 1, -\frac{\xi^2}{2} \\ \frac{2-\xi^2}{2}, \frac{1-\alpha}{2}, \frac{2-\alpha}{2}, \frac{1-m}{2}, \frac{2-m}{2}, 1 \end{matrix} \right. \right] \right) \quad (3.3.5)$$

док је за случај када померај прецизности ласера није једнак нули израз, (3.2.1.10) је:

$$PP(r_e) = \frac{\sqrt{2}}{2PR} \left(\frac{r_e + 1}{r_e - 1} \right) \operatorname{erfc}^{-1} \left(\frac{\pi A \xi^2}{\omega_{L_{eq}}^2} e^{-\frac{s^2}{2\sigma_s^2}} \sum_{m=1}^{\beta} \frac{a_m}{\sin(\pi(\alpha - m))} \right. \\ \left. \times \sum_{j=0}^J \left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j-\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{R^2 P^2}{2\sigma_N^2} \right)^{-\frac{j+m}{2}} \Gamma\left(\frac{j+m}{2}\right) \Gamma\left(\frac{j+m+1}{2}\right) \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2 e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+m-\xi^2)\sigma_s^4}}}{4(j+m-\xi^2)} \right) \right. \\ \left. \frac{\left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{R^2 P^2}{2\sigma_N^2} \right)^{-\frac{j+\alpha}{2}} \Gamma\left(\frac{j+\alpha}{2}\right) \Gamma\left(\frac{j+\alpha+1}{2}\right) \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2 e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4}}}{4(j+\alpha-\xi^2)} \right)}{\sqrt{\pi} (A_0 I_l)^{j+\alpha} \Gamma(j+(\alpha-m)+1) j! \Gamma\left(\frac{j+m}{2}+1\right)} \right. \\ \left. \frac{\left(\frac{\alpha\beta}{(g\beta + \Omega')} \right)^{j+\frac{\alpha-m}{2}} \left(\frac{R^2 P^2}{2\sigma_N^2} \right)^{-\frac{j+\alpha}{2}} \Gamma\left(\frac{j+\alpha}{2}\right) \Gamma\left(\frac{j+\alpha+1}{2}\right) \left(\frac{\omega_{L_{eq}}^2 e^{-\frac{\omega_{L_{eq}}^2 s^2}{8(j+\alpha-\xi^2)\sigma_s^4}}}{4(j+\alpha-\xi^2)} \right)}{\sqrt{\pi} (A_0 I_l)^{j+\alpha} \Gamma(j+(\alpha-m)+1) j! \Gamma\left(\frac{j+\alpha}{2}+1\right)} \right) \right) \quad (3.3.6)$$

На слици 3.3.1 је приказано повећање снаге у функцији односа снага за различите вредности вероватноће грешке по биту када је сигнал под утицајем умерене атмосферске турбуленције.

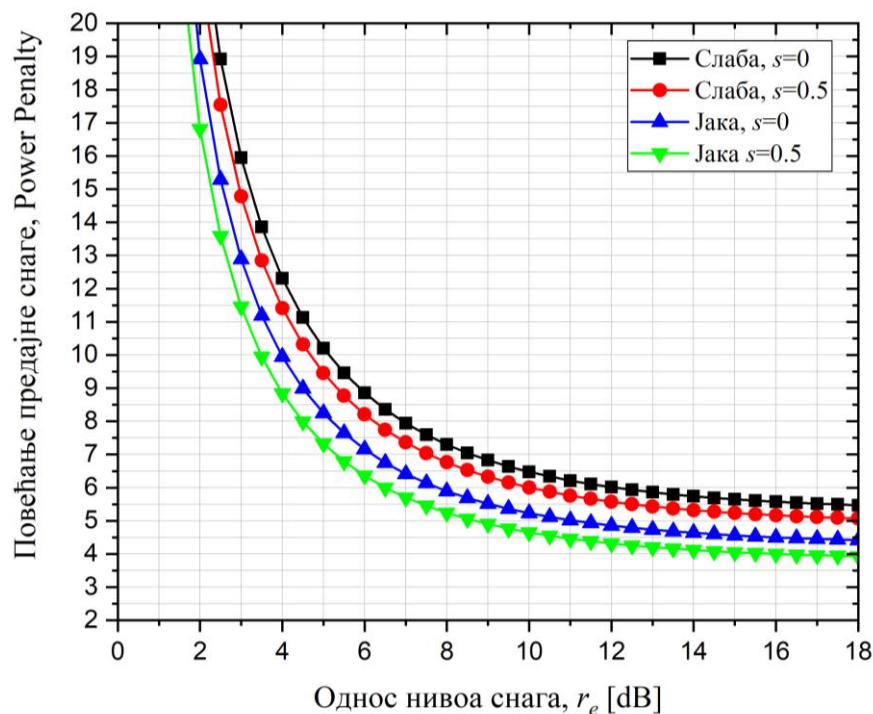


Слика 3.3.1. Повећање предајне снаге за различите нивое вероватноће грешке по биту

Са слике се види да је потребно веће повећање снаге како би се одржала мања вероватноћа грешке по биту, док је за већу вероватноћу грешке по биту потребно мање повећање снаге. Већ смо рекли да је идеалан однос нивоа снага једнак бесконачности, и да је тада повећање снаге како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту минималан. У складу са тим, са слике видимо да се са повећање односа нивоа снага смањује повећање снаге како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту. За однос нивоа снага $r_e = 4$ dB имамо да је потребно повећање снаге од 7.17 dB како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту од 10^{-3} , повећање снаге од 11.04 dB како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту од 10^{-6} и повећање снаге од 13.932 dB како би се одржао исти ниво вероватноће грешке по биту од 10^{-9} .

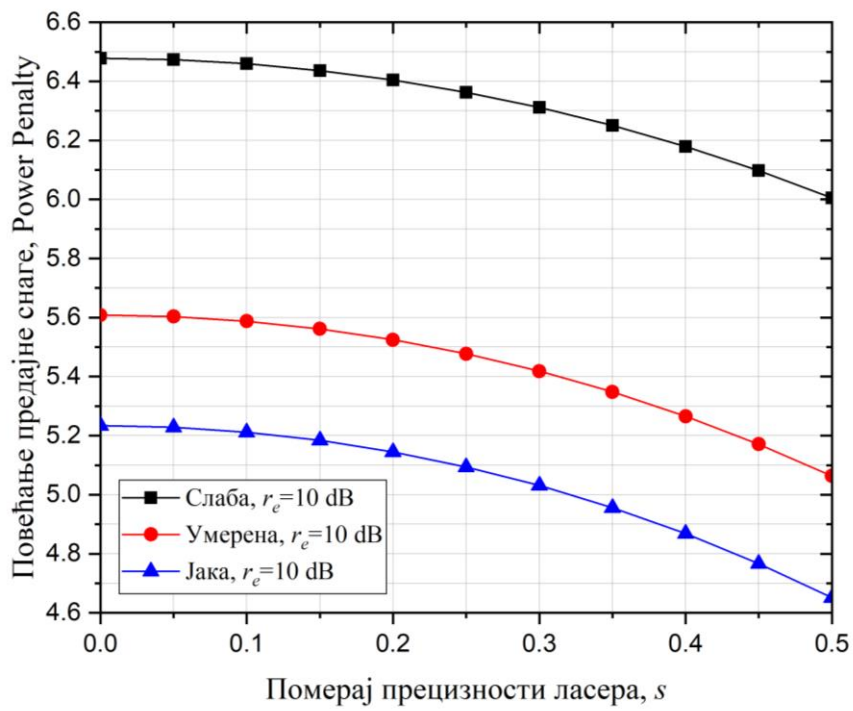
На слици 3.3.2. је приказано повећање снаге у функцији односа нивоа снага за различите јачине атмосферских турбуленција и различите вредности помераја прецизности ласера. Приказани резултати су добијени на основу израза (3.3.5) и (3.3.6).

Како смо у поглављу 3.2.1 показали да је вероватноћа грешке по биту најмања за слабу турбуленцију када је вредност параметра прецизности ласера једнак нули, то је за одржавање тог нивоа вероватноће грешке по биту потребно највеће повећање снаге. Аналогно томе, највећа вероватноћа грешке по биту је за случај јаке атмосферске турбуленције када је вредност параметра помераја прецизности ласера већи од нуле, а самим тим је потребно и најмање повећање снаге како би се тај ниво вероватноће грешке по биту одржао на стом нивоу.



Слика 3.3.2. Повећање предајне снаге за различите јачине атмосферске турбуленције

На слици 3.3.3 је приказано повећање снаге у односу на померај прецизности ласера за различите јачине атмосферске турбуленције када је ниво односа снага једнак $r_e = 10$ dB. Како са повећањем помераја прецизности ласера расте ниво вероватноће грешке по биту, тако се повећање снаге смањује. Сходно томе, највеће повећање снаге је потребно за случај слабе турбуленције када је померај прецизности ласера једнак нули док је најмање повећање снаге потребно за случај јаке турбуленције када је померај прецизности ласера једнак $s=0.5$ јер је вероватноћа грешке по биту тада највећа.



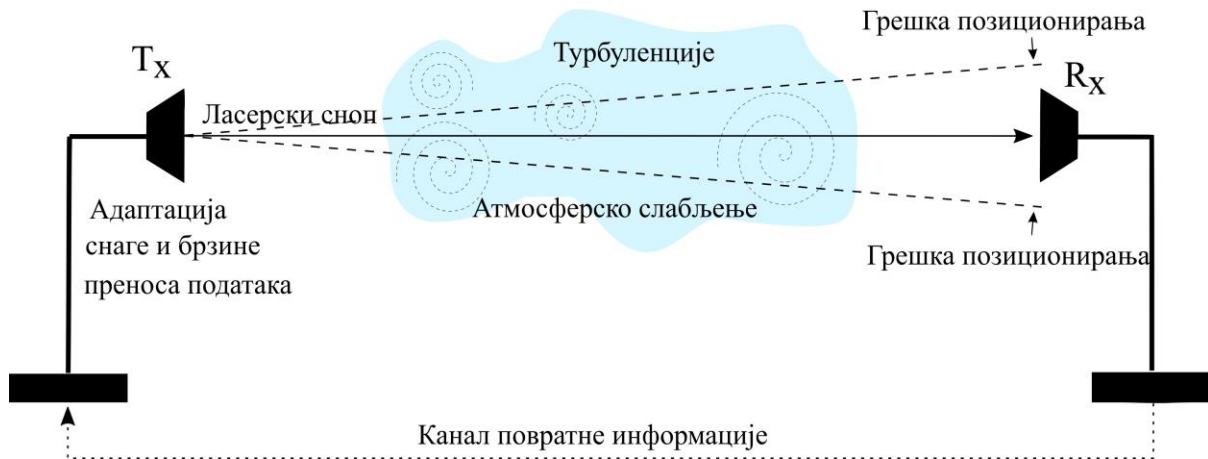
Слика 3.3.2. Повећање предајне снаге у односу на померај прецизности ласера

4. КАПАЦИТЕТ КАНАЛА У СИСТЕМУ СА АДАПТИВНИМ ПРЕНОСОМ

У овом поглављу ће бити приказан капацитет канала у систему са адаптивним преносом. Како је у другом поглављу дисертације представљен општи модел система адаптивног преноса (слика 2.1) као и различити алгоритми који се на приказани модел могу применити, овде ће бити приказани капацитети који се остварују применом тих алгоритама. Различити алгоритми дефинишу различите типове адаптација, па тако имамо алгоритама са константном снагом преноса и оптималном адаптацијом брзине преноса података (ORA), алгоритама са оптималном снагом предајника и адаптацијом брзине преноса података (OPRA), алгоритама са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података (CIFR) и редуковани алгоритама са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података (TIFR). Поред тога, модел канала који ће се користити приликом анализе капацитета добијеног применом дефинисаних алгоритама је такође дефинисан у другом поглављу и то у секцији 2.2.4. Комбиновањем алгоритама адаптивног преноса са функцијом густине вероватноће комбинованог Малага модела добијени су резултати за капацитете канала. Такав систем се на основу општег модела адаптивног преноса (слика 2.1) и Малага модела атмосферске турбуленције (слика 2.2.1.1) може представити као на слици 4.1.

Између предајника T_x и пријемника R_x постоји линија видљивости и успостављена је комуникација. Ласерски снап који преноси податке пролази кроз атмосферску турбуленцију која је моделована Малага моделом при чему долази и до атмосферског слабљења. На пријему постоји и грешка позиционирања. Након пријема се информације путем канала повратне информације шаљу ка предајнику који адаптира снагу и/или брзину преноса података. Као што је већ речено, предложени систем

адаптивног преноса функционише под следећим условима: канал који разматрамо је споропроменљив, то јест, услови у каналу се мењају спорије од брзине преноса података а комуникација која се одвија између предајника и пријемника путем канала повратне информације није подложна кашњењу.



Слика 4.1. Систем адаптивног преноса са Малага моделом атмосферске турбуленције

У овом поглављу дисертације су дати аналитички изрази за капацитет канала применом алгоритама адаптивног преноса и то у случајевима када се примењује IM/DD и хетеродинска детекција. На основу добијених аналитичких израза изведени су апроксимативни изрази за оба случаја детекције. Поред тога, нумерички резултати за капацитет канала добијени на основу аналитичких израза су потврђени симулацијом, како за IM/DD тако и за хетеродинску детекцију.

Посебна пажња је посвећена анализи алгоритама који адаптирају снагу предајника како би одговорили на услове који владају у каналу. Тако ће за OPRA и TIFR алгоритме бити извршена анализа снаге предајника, утицај нивоа прекида на капацитет канала, нормализација капацитет добијеног OPRA алгоритмом у циљу добијања реалног капацитета канала као и различити режими рада предајника у случајевима када је комуникација између предајника и пријемника прекинута када се примењује TIFR алгоритам адаптивног преноса. Целокупна анализа једног оваквог система на који се могу применити различити алгоритми адаптивног преноса за случајеве када је сигнал изложен различитим јачинама атмосферске турбуленције, атмосферском слабљењу и када грешка позиционирања постоји представља велики

допринос при пројектовању, реализацији и процени реалних система који се могу применити.

4.1. Капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса

Аналитички израз за добијање капацитета канала применом ORA алгоритма адаптивног преноса је већ дефинисан у секцији 2.1.1 као:

$$\langle C \rangle_{ORA} = B \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (4.1.1)$$

где B представља пропусни опсег канала изражен у Hz , γ је примљени SNR, а $f_{\gamma}(\gamma)$ је функција густине вероватноће тренутног SNR-а. У овој дисертацији ћемо користити функцију густине вероватноће комбинованог модела који укључује Малага модел атмосферске турбуленције, атмосферско слабљење и грешку позиционирања проузроковану цитером.

Функција густине вероватноће комбинованог модела када се примењују IM/DD и хетеродинска детекција које су дате изразима (2.2.4.23) и (2.2.4.25) могу се написати у скраћеном јединственом облику као:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{A \xi^2}{2^r \gamma} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha \beta}{g \beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta \gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) \quad (4.1.2)$$

где је $r=2$ уколико се примењује IM/DD а $r=1$ ако се примењује хетеродинска детекција док је:

$$\eta = \frac{\alpha \beta \kappa (g + \Omega')}{(c \mu)^{\frac{1}{r}} (g \beta + \Omega')} \quad (4.1.3)$$

где је c константа која за IM/DD износи $c = (e/2\pi)$, док за хетеродинску детекцију износи $c = 1$ као што је дефинисано у [62], [63], [69].

Заменом израза (4.1.2) у израз (4.1.1) добијамо капацитет канала применом ORA алгоритма адаптивног преноса.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right] = \frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{\infty} \gamma^{-1} \log_2(1+c\gamma) G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2+1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (4.1.4)$$

Применом правила (A.18) логаритамска функција из израза (4.1.4) постаје:

$$\log_2(1+c\gamma) = \frac{1}{\log(2)} G_{2,2}^{1,2} \left(c\gamma \left| \begin{matrix} 1,1 \\ 1,0 \end{matrix} \right. \right) \quad (4.1.5)$$

Заменом израза (4.1.5) у (4.1.4) добијамо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right] = \frac{A\xi^2}{2^r \log(2)} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{\infty} \gamma^{-1} G_{2,2}^{1,2} \left(c\gamma \left| \begin{matrix} 1,1 \\ 1,0 \end{matrix} \right. \right) G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2+1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (4.1.6)$$

Интеграл из израза (4.1.6) решавамо применом правила (A.3), (A.4), (A.11), (A.11.a), (A.11.б), (A.12), (A.13) и (A.14) након чега добијамо капацитет канала применом ORA алгоритма адаптивног преноса када се примењује IM/DD.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right]_{DD} = \frac{2^\alpha}{16\pi} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m G_{3,7}^{7,1} \left(\begin{matrix} \eta^2 \left| \begin{matrix} 0,1, \frac{\xi^2+2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0,0 \end{matrix} \right. \end{matrix} \right) \quad (4.1.7)$$

где је:

$$b_m = \frac{A\xi^2}{\log(2)} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \quad (4.1.8)$$

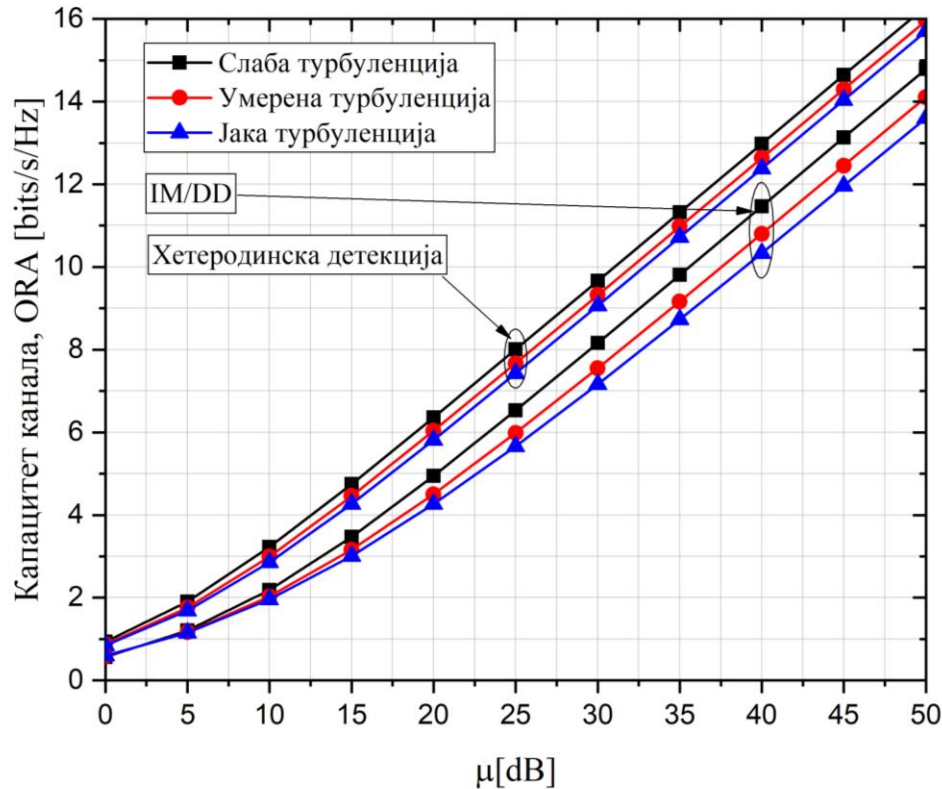
Применом правила (A.17) добијамо капацитет канала применом ORA алгоритма адаптивног преноса када се примењује хетеродинска детекција.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right]_{Het} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{3,5}^{5,1} \left(\eta \left| \begin{matrix} 0,1, \xi^2+1 \\ \xi^2, \alpha, m, 0,0 \end{matrix} \right. \right) \quad (4.1.9)$$

На слици 4.1.1 је приказан капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса за различите јачине атмосферске турбуленције, IM/DD и хетеродинску детекцију у односу на електрични SNR. Резултати приказани на слици су добијени нумеричким путем на основу израза (4.1.7) и (4.1.9). Вредности параметра који су коришћени приликом нумеричког прорачунавања су дати у табели 3.1.1.

Иако се IM/DD чешће примењује у практичним системима због њене једноставније имплементације, са слике 4.1.1 видимо да остварујемо већи капацитет канала уколико примењујемо хетеродинску детекцију.

Јачина атмосферске турбуленције има мањи утицај у односу на примењену технику детекције, па тако, без обзира на јачину атмосферске турбуленције видимо да имамо већи капацитет за хетеродинску детекцију.



Слика 4.1.1. Капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса за различите јачине атмосферске турбуленције и врсте детекција

Уколико упоређујемо остварени капацитет у односу на јачину атмосферске турбуленције, видимо да највећи капацитет остварујемо када је сигнал изложен слабој атмосферској турбуленцији и обрнуто, најмањи капацитет остварујемо када је сигнал који се простире под утицајем јаке атмосферске турбуленције. Утицај јачине атмосферске турбуленције је израженији уколико се примењује директна детекција, док је утицај јачине атмосферске турбуленције мањи за хетеродинску детекцију.

4.2. Капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса

За разлику од ORA алгоритма адаптивног преноса код којег имамо оптималну адаптацију брзине преноса података и константну снагу предајника, код OPRA алгоритма имамо адаптацију брзине преноса података и оптималну снагу предајника. Капацитет канала који добијамо применом OPRA алгоритма адаптивног преноса дефинисан је у секцији 2.1.2 изразом (2.1.2.5):

$$\langle C \rangle_{OPRA} = B \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (4.2.1)$$

при чему ниво прекида γ_0 мора да задовољи услов дефинисан у секцији 2.1.2 а који је дат изразом (2.1.2.4):

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (4.2.2)$$

Максимални капацитет канала дат изразом (4.2.1) се може остварити уколико се поштује ограничење снаге предајника које је дато изразом (2.1.2.3):

$$p = \begin{cases} \frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (4.2.3)$$

при чему видимо да је капацитет, односно и сама снага предајника ограничена нивоом прекида датим изразом (4.2.2). Суштински то значи да предајник емитује оптималном снагом коју распоређује у току времена како би адаптирао брзину преноса података прилагођавајући се условима који владају у каналу. Заправо, када су услови у каналу лоши, предајник емитује мањом снагом па је брзина преноса података мања, док за боље услове у каналу предајник емитује већом снагом и тиме се остварује већи капацитет канала.

Ниво прекида γ_0 из израза (4.2.2) се може израчунати као:

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) \frac{A \xi^2}{2^r \gamma} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha \beta}{g \beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta \gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma = 1 \quad (4.2.4)$$

$$\begin{aligned} & \frac{A\xi^2}{2^r \gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{-1} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \\ & - \frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{-2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma = 1 \end{aligned} \quad (4.2.5)$$

Интеграл из израза (4.2.5) решавамо применом правила (A.2), (A.3), (A.4) и (A.14) након чега добијамо:

$$\begin{aligned} & \frac{2^\alpha \log(2)}{16\pi\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m \left(G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 1 \\ 0, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right) \right. \\ & \left. - G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 2 \\ 1, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right) \right) = 1 \end{aligned} \quad (4.2.6)$$

за IM/DD, док за хетеродинску детекцију добијамо:

$$\frac{\log(2)}{2\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} b_m \left(G_{2,4}^{4,0} \left(\eta\gamma_0 \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 1 \\ 0, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) - G_{2,4}^{4,0} \left(\eta\gamma_0 \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 2 \\ 1, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) \right) = 1 \quad (4.2.7)$$

Нивои прекида који задовољавају услове из једначина (4.2.6) и (4.2.7) се добијају нумеричким путем употребом софтвера *Wolfram Mathematica* и наредбе *FindRoot*.

Капацитет канала који остварујемо применом OPRA алгоритма адаптивног дефинисаног једначином (4.2.1) је:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right] = \frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) \gamma^{-1} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (4.2.8)$$

Логаритамска функција из израза (4.2.8) трансформишемо помоћу правила (A.19) при чему добијамо:

$$\log \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) = \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} - 1 \right) {}_2F_1 \left(1, 1; 2; 1 - \frac{\gamma}{\gamma_0} \right) \quad (4.2.9)$$

Заменом израза (4.2.9) у израз (4.2.8) и једноставним сређивањем добијамо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right] = \frac{A\xi^2}{2^r \gamma_0 \log(2)} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{\alpha+m}{2}} \times \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{-1} (\gamma - \gamma_0) {}_2F_1 \left(1, 1; 2; 1 - \frac{\gamma}{\gamma_0} \right) G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma \quad (4.2.10)$$

Применом правила (A.3), (A.4), (A.14) и (A.20) решавамо интеграл из израза (4.2.10) при чему добијамо изразе за капацитет канала када примењујемо OPRA алгоритам адаптивног преноса за случајеве IM/DD и хетеродинске детекције.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right]_{DD} = \frac{2^\alpha}{16\pi} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m G_{3,7}^{7,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 1, 1 \\ 0, 0, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right) \quad (4.2.11)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right]_{Het} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{3,5}^{5,0} \left(\eta\gamma_0 \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 1, 1 \\ 0, 0, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) \quad (4.2.12)$$

Капацитет канала када се примењује OPRA алгоритам адаптивног преноса зависи од прага прекида γ_0 , при чему тај праг прекида мора да задовољи услов који је дефинисан једначином (4.2.2). Са друге стране, снагу предајника која зависи од тачно одређеног нивоа прекида γ_0 можемо израчунати као:

$$P = \int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.2.13)$$

Из претходног израза видимо да је могуће израчунати снагу предајника за тачно дефинисан праг прекида γ_0 , односно, да са мењањем прага прекида мењамо и снагу предајника. На основу израза (4.2.13) и помоћу правила (A.2), (A.3), (A.4) и (A.14) можемо одредити снагу предајника у зависности од нивоа прекида γ_0 за случајеве IM/DD и хетеродинске детекције:

$$P_{DD} = \frac{2^\alpha \log(2)}{16\pi\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m \left(G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 1 \\ 0, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right) - G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 2 \\ 1, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right) \right) \quad (4.2.14)$$

$$P_{Het} = \frac{\log(2)}{2\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} b_m \left(G_{2,4}^{4,0} \left(\eta\gamma_0 \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 1 \\ 0, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) - G_{2,4}^{4,0} \left(\eta\gamma_0 \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 2 \\ 1, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) \right) \quad (4.2.15)$$

Како и капацитет канала и снага предајника зависе од нивоа прекида γ_0 , то се смањивањем или повећавањем прага прекида може утицати на снагу предајника а самим тим и на капацитет који можемо да остваримо. Да бисмо добили капацитет канала који одговара реалним системима у којим се примењује OPRA алгоритам адаптивног преноса, а који зависи од нивоа прекида γ_0 , неопходно је да адаптацију снаге предајника дату изразом (4.2.3) нормализујемо снагом коју смо добили за одређени ниво прекида.

$$P_n = \begin{cases} \frac{1}{P} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right), & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (4.2.16)$$

Применом адаптације снаге предајника која је нормализована снагом за тачно одређен ниво прекида добијамо нормализован израз за капацитет канала који је једнак:

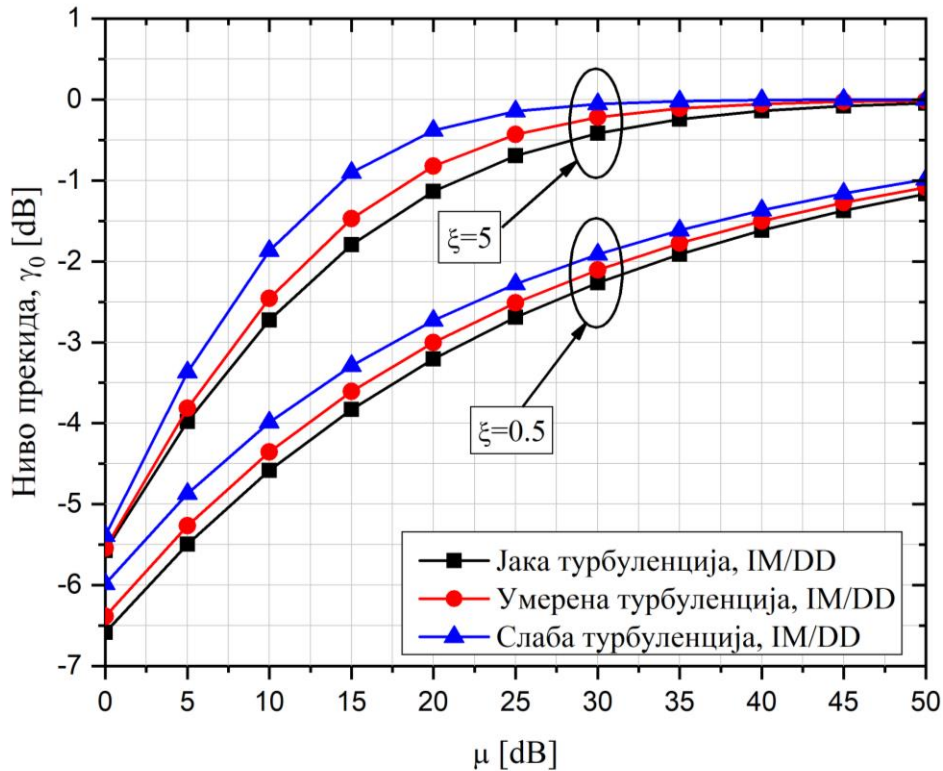
$$\langle C \rangle_{OPRA}^{Hopm} = B \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(1 + \left(\frac{\gamma}{P\gamma_0} - \frac{1}{P} \right) \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (4.2.17)$$

Израз (4.2.17) је решен нумеричким путем а његова предност у односу на израз (4.2.1) се огледа у томе што у изразу за адаптацију снагу (4.2.3) није узета у обзир вредност нивоа прекида па је снага имала исту вредност за све примљене нивое SNR, док насупрот томе, у изразу за адаптацију снаге (4.2.16) у обзир је узета и вредност прага прекида па снага предајника није иста за све нивое SNR на пријему.

Аналитичка решења добијена за капацитет канала и снагу предајника када се примењује OPRA алгоритам адаптивног преноса су нова и нису приказана у литератури којој је аутор имао приступ. Такође, примена OPRA алгоритма је унапређена у сегменту адаптације снаге где се по први пут у обзир узима и ниво прага прекида а услов за адаптацију снаге предајника се мења и нормализује снагом оствареном за тачно одређени ниво прекида.

У наставку су приказани резултати добијени на основу израза приказаних у овом делу дисертације.

На слици 4.2.1 је приказан ниво прекида γ_0 за различите јачине атмосферске турбуленције и грешке позиционирања у односу на електрични SNR. Резултати приказани на овој слици су добијени на основу израза (4.2.2), односно, његовим решавањем када се примењује IM/DD, израз (4.2.6).

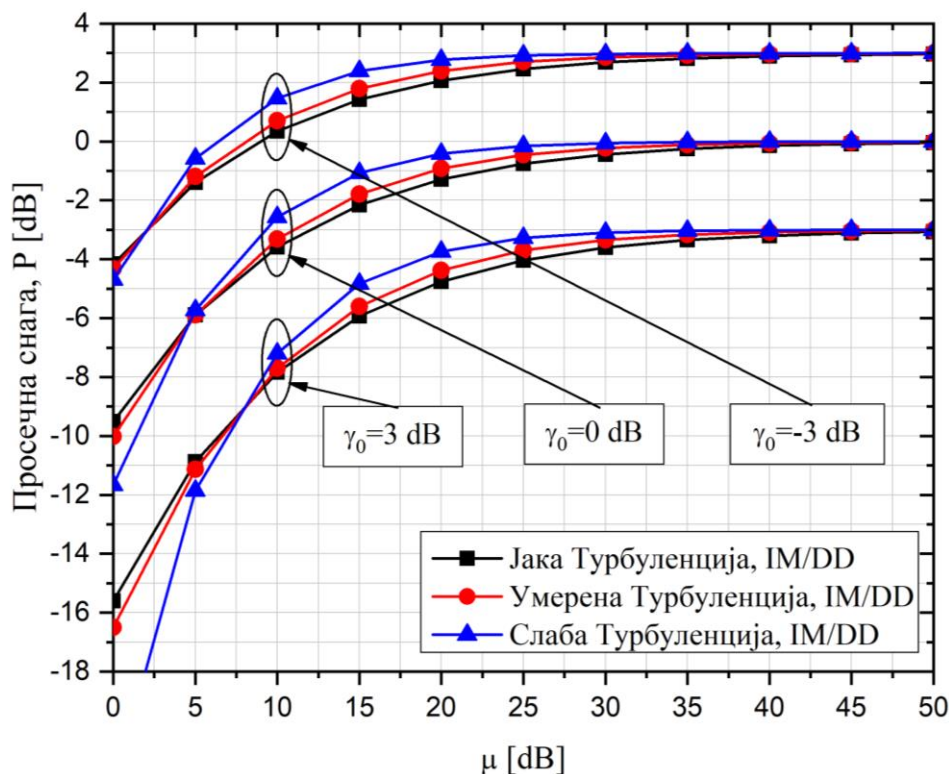


Слика 4.2.1. Ниво прекида код OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR

Прво што са слике можемо видети је то да се са повећањем електричног SNR-а повећава и ниво прекида γ_0 . Када је грешка позиционирања мала, $\xi = 5$, видимо да су потребне веће вредности нивоа прекида, док је за случај када је грешка позиционирања већа, $\xi = 0.5$, потребне су мање вредности нивоа прекида. У сваком случају, са слике се види да грешка позиционирања више утиче него јачина атмосферске турбуленције. Резултати приказани на слици представљају оптимални ниво прекида, односно случај када се снага оптимално преноси и распоређује у току времена како би предајник адаптирао брзину преноса података прилагођавајући се условима који владају у каналу.

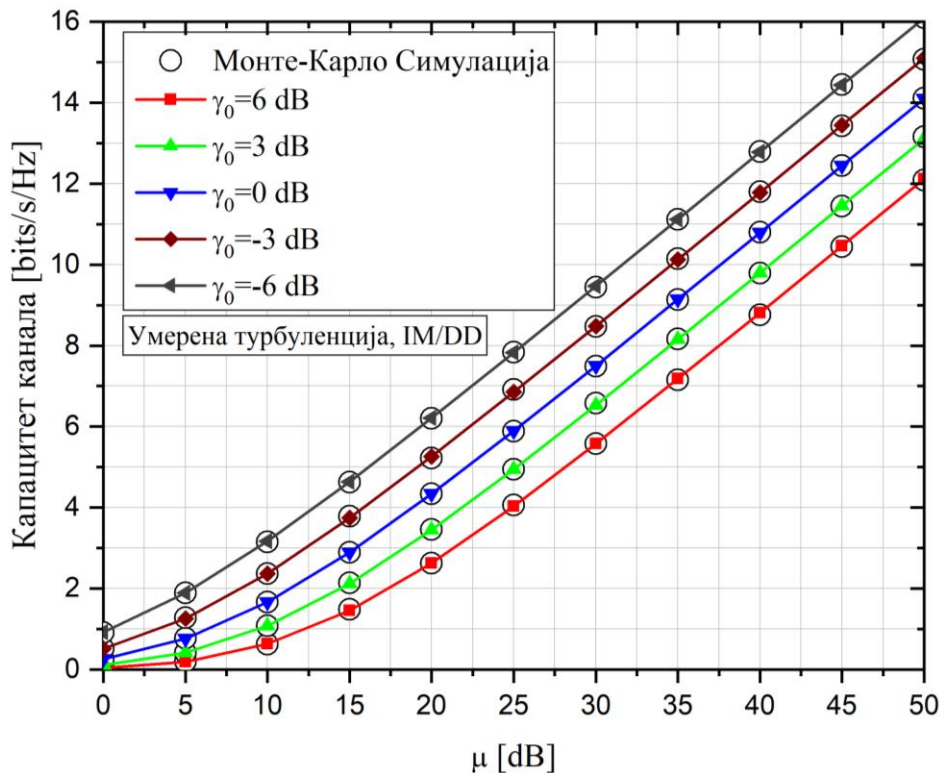
На слици 4.2.2 је приказана снага предајника у односу на електрични SNR за произвољно одабрани ниво прекида γ_0 и различите јачине атмосферске турбуленције. Резултати приказани на слици (4.2.2) су добијени за случај када се примењује IM/DD, израз (4.2.14).

Уколико произвољно одаберемо ниво прекида, онда снага предајника више није оптимална па самим тим зависи управо од одабраног нивоа прекида. На слици 4.2.2 су приказана три различита случаја произвољно одабраног нивоа прекида γ_0 и то: -3 dB, 0 dB и 3 dB. Као што се са слике види, за већу вредност нивоа прекида (3 dB) потребна је мања снага предајника и обрнуто, за мању вредност нивоа прекида (-3 dB) потребна је већа снага предајника. Такође, ниво прекида више утиче на снагу предајника у поређењу са јачином атмосферске турбуленције. Посебно је занимљиво како предајник распоређује снагу: за мање вредности електричног SNR на пријему предајник емитује мањом снагом док се са побољшањем услова у каналу, односно са повећањем вредности електричног SNR повећава и снага предајника.



Слика 4.2.2. Снага предајника у односу на електрични SNR за различите нивое прекида

На слици 4.2.3 је приказан капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите нивое прекида. Резултати приказани на слици 4.2.3 су добијени на основу израза (4.2.11) за случај када се примењује IM/DD, грешка позиционирања је мала а разматран је утицај умерене атмосферске турбуленције. Добијени резултати су потврђени Монте-Карло симулацијом о којој ће више речи бити у посебном поглављу.

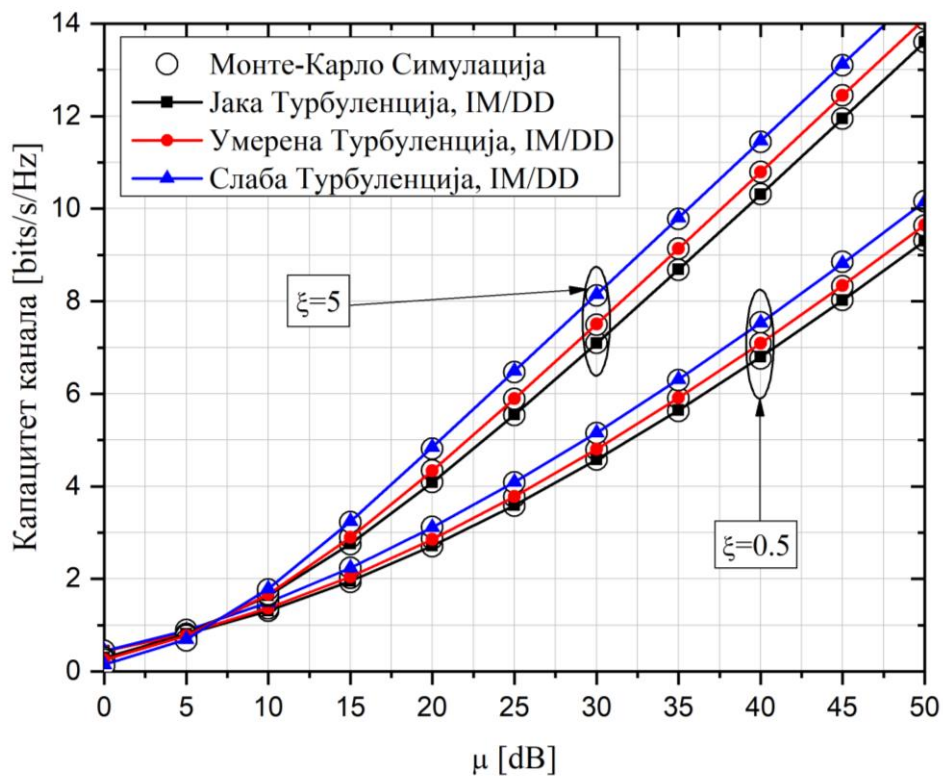


Слика 4.2.3. Капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите нивое прекида

Са слике се јасно види да се са смањењем нивоа прекида повећава капацитет канала. Резултати оствареног капацитета се могу повезати са резултатима који су приказани на претходној слици. Наиме, уколико предајник за веће вредности нивоа прекида емитује мањом снагом, сасвим је логично да ћемо остварити и мање капацитет. Са смањењем вредности ниво прекида повећава се снага предајника а самим тим и капацитет који можемо да остваримо. Опет, за мање вредности ниво електричног SNR на пријему имамо мањи капацитет, док за веће вредности електричног SNR на пријему остварујемо већи капацитет што је такође у складу са начином

функционисања примењеног алгоритма, да снагу чува када су услови у каналу стабилнији а преноса поузданији.

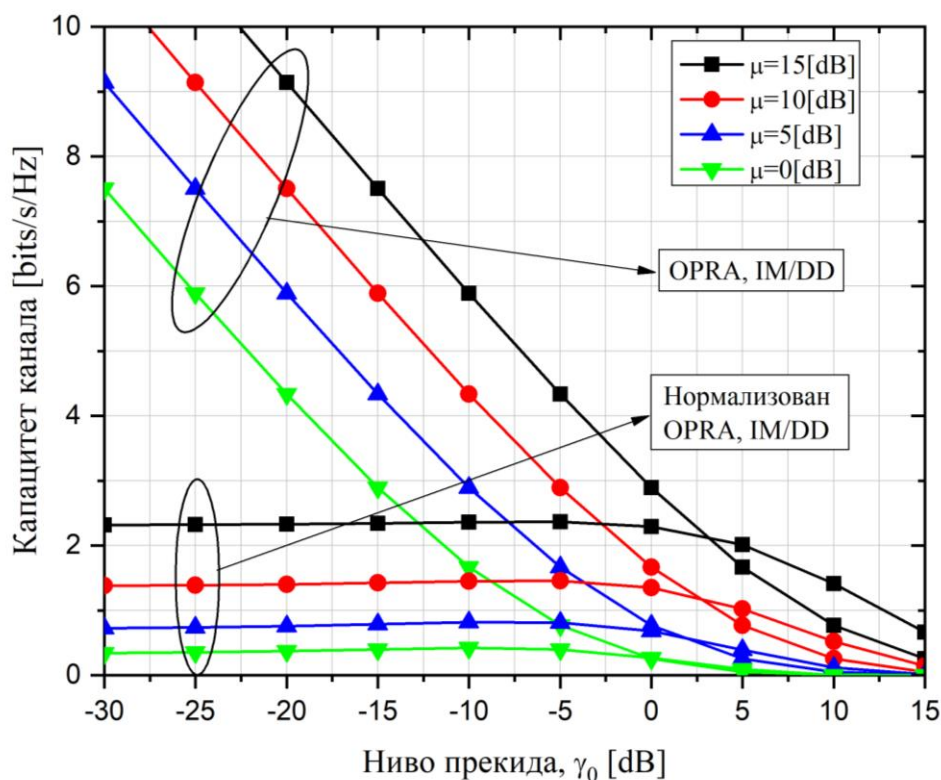
На слици 4.2.4 је приказан капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферске турбуленције и различите вредности параметра грешке позиционирања. Добијени резултати су потврђени Монте-Карло симулацијом за случај када је примењена IM/DD.



Слика 4.2.4. Капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите јачине атмосферске турбуленције и грешке позиционирања

Са слике се види да се већи капацитет остварује када је утицај грешке позиционирања мањи. Такође, већи капацитет остварујемо уколико је сигнал изложен слабој атмосферској турбуленцији. Капацитет опада са повећањем атмосферске турбуленције и грешке позиционирања, па тако најмањи капацитет остварујемо за случај када је грешка позиционирања велика а сигнал је изложен јакој атмосферској турбуленцији што је и приказао на слици 4.2.4.

На слици 4.2.5 су приказани капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса као и нормализовани капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на ниво прекида за различите вредности електричног СНР на пријему. Резултати приказани на слици 4.2.5 су добијени за умерену атмосферску турбуленцију када се примењује IM/DD а на основу израза (4.2.17).



Слика 4.2.5. Капацитет канала и нормализовани капацитет канала остварен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у односу на ниво прекида за различите нивое електричног SNR-а

На предходним сликама смо видели да се са смањењем нивоа прекида повећава капацитет канала. Теоријски, за бесконачно мали праг прекида можемо остварити бесконачно велики капацитет канала. Са друге стране, уколико израз за капацитет канала нормализујемо на начин на који смо то урадили у изразу (4.2.17), добићемо капацитет који одговара реалним условима, односно, без обзира на смањивање нивоа прекида, капацитет канала неће да расте.

Суштински се нормализација израза за капацитет канала када се примењује OPRA алгоритам адаптивног преноса може појаснити промењивом снагом предајника која зависи од нивоа прекида. Различити нивои прекида различито утичу на снагу предајника па је цео алгоритам унапређен додатном нормализацијом снаге која зависи од нивоа прекида. На тај начин, иако остварујемо мањи капацитет канала, остварујемо капацитет који је реалнији и који свакако рачуна ниво прекида а самим тим и снагу предајника која одговара тачно одређеном нивоу електричног SNR, што је на слици и приказано.

4.3. Капацитет канала добијен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса

Применом овог алгоритма остварујемо константну брзину преноса тако што предајник прилагођава своју снагу на инвертован канал. Обзиром да у односу на претходна два алгоритма овај има фиксну брзину преноса података, помоћу њега остварујемо мањи капацитет канала. Капацитет канала добијен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса је дефинисан у секцији 2.1.3 изразом (2.1.3.5) као:

$$\langle C \rangle_{CIFR} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_0^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma} \right) \quad (4.3.1)$$

Капацитет канала који остварујемо применом CIFR алгоритма адаптивног преноса дефинисаног једначином (4.3.1) за случај када примењујемо IM/DD и хетеродинску детекцију је:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{\infty} \gamma^{-2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^r \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma} \right) \quad (4.3.2)$$

Након детаљног испитивања и рачунања утврђено је да интеграл из израза (4.3.2) дивергира, односно да $CIFR \rightarrow 0$. Независно од јачине атмосферске

турбуленције, CIFR алгоритам адаптивног преноса не можемо да применимо када као модел атмосферске турбуленције користимо Малага модел са грешком позиционирања. Ови резултати су потврђени Монте-Карло симулацијом и биће приказани на крају овог поглавља, а у наставку је дат аналитички поступак доказивања дивергенције интеграла из израза (4.3.2).

Како бисмо одредили капацитет канала који добијамо применом CIFR алгоритма адаптивног преноса неопходно је да решимо следећи израз:

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{x} f_\gamma(x) dx \quad (4.3.4)$$

где $f_\gamma(x)$ предствала функцију густине вероватноће комбинованих модела како за IM/DD тако и за хетеродинску детекцију. Пошто постоји више сабирака када је $\beta > 1$, доказаћемо да најмање један од њих дивергира за специфично m .

$$\int_0^{+\infty} \frac{1}{x^2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta x^r \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) dx \quad (4.3.5)$$

Константе које нису битне за интеграцију ћемо занемарити. Једноставна промена променљиве омогућава да фактор скалирања η остане изостављен, а ми се даље концентришемо на случај $m=1$. Неправилни интеграл има јединствену тачку $x=0$ која представља проблем интеграције. Стога желимо да докажемо да се интеграл разликује у произвољно малој околини ε сингуларности:

$$J = \int_0^\varepsilon \frac{1}{x^2} G_{1,3}^{3,0} \left(x^r \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, 1 \end{matrix} \right. \right) dx \rightarrow +\infty \quad (4.3.6)$$

Прво примећујемо да постоји следећи лимес:

$$\lim_{x \rightarrow 0^+} \frac{1}{x^r} G_{1,3}^{3,0} \left(x^r \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, 1 \end{matrix} \right. \right) = \frac{\Gamma(\alpha - 1)}{\xi^2 - 1} \quad (4.3.7)$$

Надаље, ако се функција под лимес оператором монотono смањује са x , искористићемо упоредни тест како бисмо написали:

$$\frac{\Gamma(\alpha - 1)}{\xi^2 - 1} \int_0^\varepsilon \frac{dx}{x^{2-(1/r)}} \geq J \geq \frac{G_{1,3}^{3,0} \left(\varepsilon^r \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, 1 \end{matrix} \right. \right)}{\varepsilon^{1/r}} \int_0^\varepsilon \frac{dx}{x^{2-(1/r)}} \quad (4.3.8)$$

Пошто интеграл из горње неједначине дивергирају за $r \geq 1$, то би било довољно да се докаже да и J дивергира. У случају монотono растуће функције, добијамо сличну

неједначину са инверзним оператором поређења али са истим исходом, да J дивергира. С тога смо доказали да не можемо остварити капацитет канала када применимо CIFR алгоритам адаптивног преноса за случај Малага модела атмосферске турбуленције.

4.4. Капацитет канала добијен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса

Слично претходно описаном алгоритму, TIFR алгоритам адаптивног преноса остварује фиксну брзину преноса података на инвертован канал. Међутим, овај алгоритам адаптивног преноса зависи од нивоа прекида γ_0 који поред тога што омогућава ограничење пренете снаге јер смо лоше услове у каналу оставили испод нивоа прекида, омогућава нам такође да се максимизира капацитет канал или да се постигне одређена вероватноћа отказа система. Применом овог алгоритма адаптивног преноса остварујемо мањи капацитет канала у односу на ORA и OPRA алгоритме адаптивног преноса.

Адаптација снаге предајника за редуковани алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података је дата изразом (2.1.4.1):

$$p = \begin{cases} \frac{\gamma_{TCL}}{\gamma}, & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases} \quad (4.4.1)$$

Пренос је могућ само када је ниво прекида γ_0 мањи од примљеног нивоа SNR-а, у супротном, долази до прекида преноса.

Капацитет канала за редуковани алгоритам са инверзијом канала и фиксном брзином преноса података дат је изразом (2.1.4.4):

$$\langle C \rangle_{TIFR} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma} \right) (1 - P_{out}) \quad (4.4.2)$$

где P_{out} означава вероватноћу прекида чија су решења дата изразом (4.4.3) када се примењује IM/DD и изразом (4.4.4) када се примењује хетеродинска детекција.

$$P_{out} = \frac{2^\alpha \log(2)}{16\pi} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m G_{2,6}^{5,1} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} 1, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \xi^2, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (4.4.3)$$

$$P_{out} = \frac{\log(2)}{2} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{2,4}^{3,1} \left(\eta \gamma_0 \left| \begin{matrix} 1, \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (4.4.4)$$

Капацитет канала који остварујемо применом TIFR алгоритма адаптивног преноса дефинисаног једначином (4.4.2) је:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{A \xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha \beta}{g \beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma^2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta \gamma^r \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma} \right) (1 - P_{out}) \quad (4.4.5)$$

Применом правила (A.2), (A.3), (A.4) и (A.14) добијамо изразе за капацитете канала када примењујемо TIFR алгоритам адаптивног преноса за IM/DD и хетеродинску детекцију:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right]_{DD} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{2^\alpha \log(2)}{16\pi \gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 2 \\ 1, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right)} \right) \quad (4.4.6)$$

$$\times \left(1 - \frac{2^\alpha \log(2)}{16\pi} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m G_{2,6}^{5,1} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} 1, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \xi^2, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right. \right) \right)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right]_{Het} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{\log(2)}{2\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{2,4}^{4,0} \left(\eta \gamma_0 \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 2 \\ 1, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right)} \right) \quad (4.4.7)$$

$$\times \left(1 - \frac{\log(2)}{2} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{2,4}^{3,1} \left(\eta \gamma_0 \left| \begin{matrix} 1, \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m, 0 \end{matrix} \right. \right) \right)$$

Изразом (4.4.1) је дата адаптација снаге предајника за TIFR алгоритам адаптивног преноса као и услов када је пренос могућ. Како је пренос могућ само за случајеве када је ниво прекида γ_0 мањи од примљеног нивоа SNR-а, у наставку ће бити разматран утицај различитих режима снаге предајника на ниво прекида. Биће анализирана три различита режима снаге предајника: режим минималне снаге предајника, режим средње снаге предајника и режим максималне снаге предајника.

4.4.1. Режим минималне снаге предајника

У режиму минималне снаге предајника, предајник је искључен када примљени ниво SNR-а падне испод нивоа прага прекида γ_0 . Да би се постигла просечна снага на истом нивоу као и за неадаптивни пренос, ниво прага прекида γ_0 мора да задовољи следећи услов:

$$\gamma_{TCl} \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (4.4.1.1)$$

при чему даље имамо да је:

$$\gamma_{TCl} \frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma^2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^{\frac{1}{r}} \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) d\gamma = 1 \quad (4.4.1.2)$$

Применом правила (A.2), (A.3), (A.4) и (A.14) решавамо интеграл из горњег израза и добијамо услове које нивои прекида морају да задовоље у режиму минималне снаге предајника када примењујемо TIFR алгоритам адаптивног преноса за IM/DD и хетеродинску детекцију.

$$\gamma_{TCl} \frac{2^{\alpha} \log(2)}{16\pi\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \left| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 2 \\ 1, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right. \right) = 1 \quad (4.4.1.3)$$

$$\gamma_{TCl} \frac{\log(2)}{2\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} b_m G_{2,4}^{4,0} \left(\eta\gamma_0 \left| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 2 \\ 1, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right. \right) = 1 \quad (4.4.1.4)$$

Нивои прекида који задовољавају услове из једначина (4.4.1.3) и (4.4.1.4) се добијају нумеричким путем употребом софтвера *Wolfram Mathematica* и наредбе *FindRoot*.

4.4.2. Режим средње снаге предајника

Претходна стратегија режима снаге предајника не показује на најбољи начин регенерацију након што ниво сигнала падне испод нивоа прага прекида. Како је предајник искључен и самим тим не преноси информације, не постоји начин да систем зна информације о стању канала па се самим тим адаптација не може наставити. Један од начина како би се превазишла ова ситуација након што ниво примљеног сигнала падне испод нивоа прага прекида је да предајник настави да преноси информације користећи своју средњу снагу без икакве адаптације. У једном тренутку, када се канал поново успостави, односно када ниво примљеног сигнала буде изнад нивоа прага прекида и када информације о стању канала буду познате, наставиће се са адаптацијом. Ниво прекида у режиму средње снаге предајника мора да испуни следећи услов:

$$\int_0^{\gamma_0} f_\gamma(\gamma) d\gamma + \gamma_{TCl} \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 \quad (4.4.2.1)$$

при чему даље имамо да је:

$$\begin{aligned} & \frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{\gamma_0} \frac{1}{\gamma} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^r \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) d\gamma \\ & + \gamma_{TCl} \frac{A\xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha\beta}{g\beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma^2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta\gamma^r \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) d\gamma \end{aligned} = 1 \quad (4.4.2.2)$$

Применом правила (A.2), (A.3), (A.4) и (A.14) решавамо интеграле из горњег израза и добијамо услове које нивои прекида морају да задовоље у режиму средње снаге предајника када примењујемо TIFR алгоритам адаптивног преноса за IM/DD и хетеродинску детекцију.

$$\begin{aligned} & \frac{2^\alpha \log(2)}{16\pi} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m \left(G_{2,6}^{5,1} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \right. \\ & \left. + \frac{\gamma_{TCl}}{\gamma_0} G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \middle| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 2 \\ 1, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right) \right) = 1 \end{aligned} \quad (4.4.2.3)$$

$$\frac{\log(2)}{2} \sum_{m=1}^{\beta} b_m \left(G_{2,4}^{3,1} \left(\eta \gamma_0 \middle| \begin{matrix} 1, \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m, 0 \end{matrix} \right) + \frac{\gamma_{TCl}}{\gamma_0} G_{2,4}^{4,0} \left(\eta \gamma_0 \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 2 \\ 1, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) \right) = 1 \quad (4.4.2.4)$$

4.4.3. Режим максималне снаге предајника

Последња стратегија коју разматрамо је режим максималне снаге предајника, тако што предајник наставља да преноси максималном снагом након што је ниво сигнала на пријему пао испод нивоа прага прекида. Услови у каналу се успостављају брже него што је то био случај са претходном стратегијом, а ниво прага прекида мора да задовољи следећи услов:

$$\gamma_{TCl} \left(\frac{1}{\gamma_0} \int_0^{\gamma_0} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma + \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \right) = 1 \quad (4.4.3.1)$$

при чему даље имамо да је:

$$\begin{aligned} & \gamma_{TCl} \left(\frac{A \xi^2}{2^r \gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha \beta}{g \beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_0^{\gamma_0} \frac{1}{\gamma} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta \gamma^{\frac{1}{r}} \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) d\gamma \right) \\ & + \frac{A \xi^2}{2^r} \sum_{m=1}^{\beta} a_m \left(\frac{\alpha \beta}{g \beta + \Omega'} \right)^{-\frac{\alpha+m}{2}} \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma^2} G_{1,3}^{3,0} \left(\eta \gamma^{\frac{1}{r}} \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) d\gamma \right) = 1 \end{aligned} \quad (4.4.3.2)$$

Применом правила (А.2), (А.3), (А.4) и (А.14) решавамо интеграле из горњег израза и добијамо услове које нивои прекида морају да задовоље у режиму максималне снаге предајника када примењујемо TIFR алгоритам адаптивног преноса за IM/DD и хетеродинску детекцију.

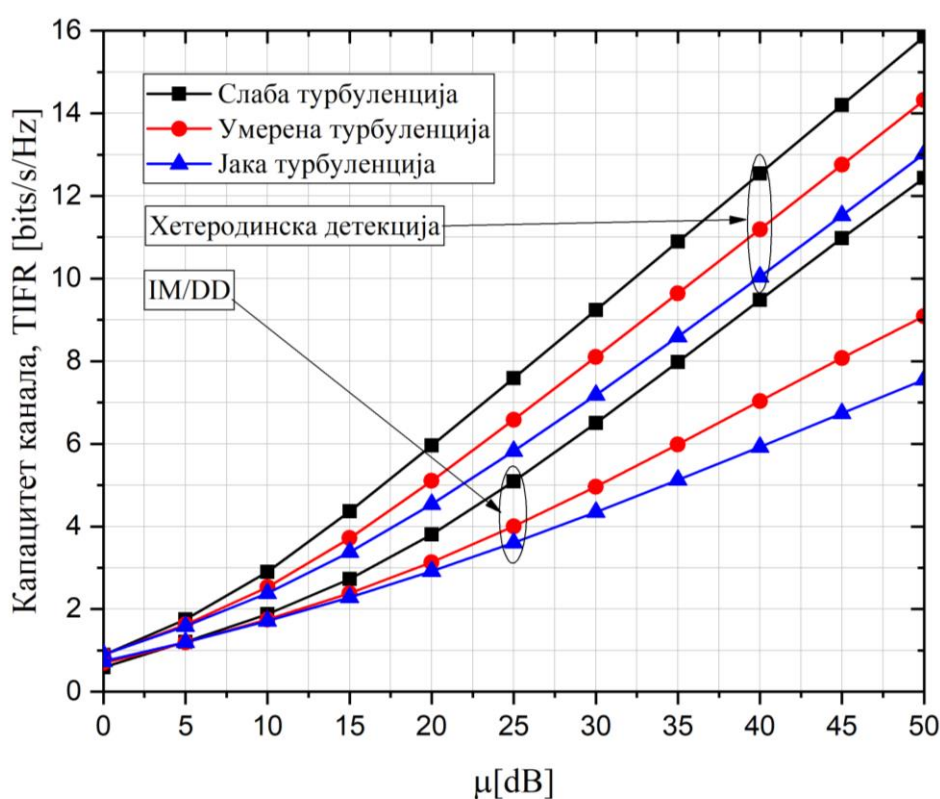
$$\begin{aligned} & \gamma_{TCl} \frac{2^{\alpha} \log(2)}{16\pi\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} 2^m b_m \left(\left(G_{2,6}^{5,1} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \middle| \begin{matrix} 1, \frac{\xi^2 + 2}{2} \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2}, 0 \end{matrix} \right) \right. \right. \\ & \left. \left. + G_{2,6}^{6,0} \left(\frac{\eta^2 \gamma_0}{16} \middle| \begin{matrix} \frac{\xi^2 + 2}{2}, 2 \\ 1, \frac{\xi^2}{2}, \frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha+1}{2}, \frac{m}{2}, \frac{m+1}{2} \end{matrix} \right) \right) \right) = 1 \end{aligned} \quad (4.4.3.3)$$

$$\gamma_{TCl} \frac{\log(2)}{2\gamma_0} \sum_{m=1}^{\beta} b_m \left(G_{2,4}^{3,1} \left(\eta \gamma_0 \middle| \begin{matrix} 1, \xi^2 + 1 \\ \xi^2, \alpha, m, 0 \end{matrix} \right) + G_{2,4}^{4,0} \left(\eta \gamma_0 \middle| \begin{matrix} \xi^2 + 1, 2 \\ 1, \xi^2, \alpha, m \end{matrix} \right) \right) = 1 \quad (4.4.3.4)$$

4.4.4. Приказ и анализа добијених резултата

У овом делу дисертације ће бити приказани резултати добијени применом TIFR алгоритма адаптивног преноса.

На слици 4.4.4.1 је приказан капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR. Резултати приказани на слици 4.4.4.1 су добијени на основу израза (4.4.6) и (4.4.7) за случај када се примењује IM/DD и хетеродинска детекција, грешка позиционирања је мала а разматран је утицај слабе, умерене и јаке атмосферске турбуленције.

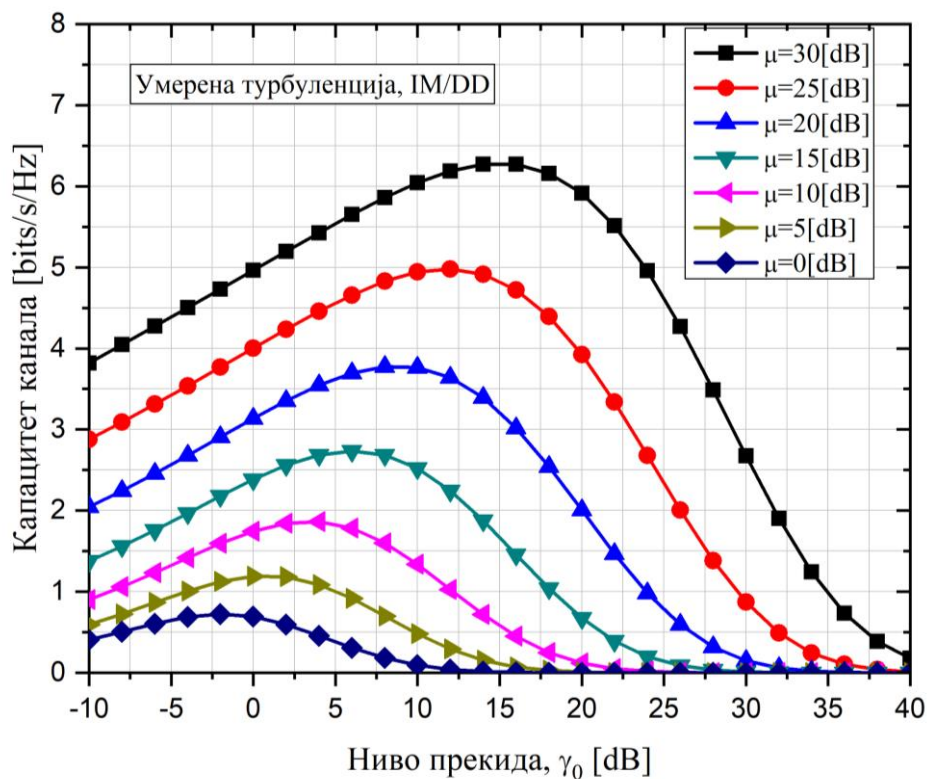


Слика 4.4.4.1. Капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR

Као и код претходно разматраних алгорита адаптивног преноса, тако се и применом TIFR алгоритма већи капацитет остварује применом хетеродинске детекције. Утицај јачине атмосферске турбуленције је посебно приметан када се примењује директна детекција где уочавамо већу разлику у оствареном капацитету између слабе турбуленције са једне стране и умерене и јаке турбуленције са друге стране. Јачина

атмосферске турбуленције када примењујемо хетеродинску детекцију је такође видљива али разлика у оствареном капацитету између слабе, умерене и јаке турбуленције није толико изражена и драстична као код директне детекције.

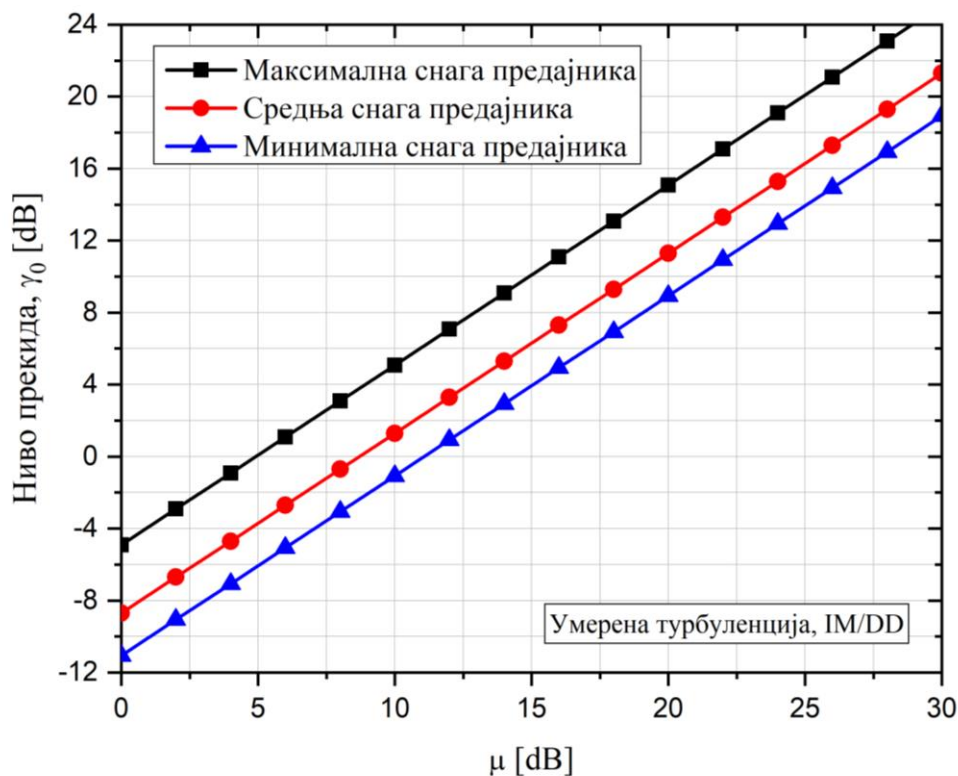
На слици 4.4.4.2 је приказан капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на нивое прекида γ_0 за различите нивое електричног SNR-а. Приказани резултати су добијени за случај када се примењује директна детекција за случај умерене атмосферске турбуленције. Адаптација снеге предајника је добијена применом израза (4.4.1).



Слика 4.4.4.2. Капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на ниво прекида за различите нивое електричног SNR-а

Са приказане слике се види да се са повећањем нивоа електричног SNR-а повећава и капацитет канала. Међутим, оно што је посебно значајно је то да различитим нивоима електричног SNR-а одговарају различити прагови нивоа прекида. Са повећањем електричног нивоа SNR-а повећава се и ниво прага прекида како би се добио оптимални капацитет. Тако, максимални капацитет за електрични SNR од 10 dB остварујемо када је праг нивоа прекида 4 dB, док је за остваривање максималног капацитета за електрични SNR од 20 dB потребан ниво прага прекида од 10 dB.

На слици 4.4.4.3 су приказане вредности нивоа прага прекида γ_0 када се примењује TIFR алгоритам адаптивног преноса у односу на електрични SNR за случајеве различитих режима рада предајника. Резултати приказани на слици 4.4.4.3 су добијени на основу израза (4.4.1.3) који представља режим минималне снаге предајника, (4.4.2.3) који представља режим средње снаге предајника и (4.4.3.3) који представља режим максималне снаге предајника за случај када се примењује IM/DD, грешка позиционирања је мала а разматран је утицај умерене атмосферске турбуленције.



Слика 4.4.4.3. Нивои прага прекида применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за различите снаге предајника

Већ је речено да се у циљу остваривања оптималног капацитета са повећањем нивоа електричног SNR-а повећава и ниво прага прекида γ_0 . Са ове слике се јасно види да се са повећањем снаге предајника повећава и ниво прага прекида. Када је предајник у режиму максималне снаге, имамо већи ниво прага прекида али и бржу регенерацију канала. Најмањи ниво прага прекида имамо у случају када је предајник у режиму минималне снаге с тим да је у тим ситуацијама и регенерација канала мања.

4.5. Апроксимација аналитичких израза капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса и модел симулације

У претходним поглављима дисертације смо извели аналитичке изразе и показали нумеричке резултате за капацитет канала које остварујемо применом различитих алгоритама адаптивног преноса. Како већи капацитет канала остварујемо када су услови у каналу бољи и за веће односе сигнал-шум на пријему, у наставку овог поглавља ћемо приказати апроксимацију добијених аналитичких израза за капацитете канала за високе нивое односа сигнал-шум на пријему. Представићемо поступак апроксимације аналитичких израза за капацитете канала у општем облику и на основу тог основног облика, као пример, биће приказан апроксимативни израз за капацитет канала добијен применом ORA алгоритама адаптивног преноса када се примењује IM/DD. Даље, како бисмо добијене резултате потврдили, у овом делу ће бити приказан модел симулације система који смо разматрали.

Аналитички изрази за капацитет канала за ORA, OPRA и TIFR алгоритме адаптивног преноса када се примењује IM/DD и хетеродинска детекција су дати изразима (4.1.7), (4.1.9), (4.2.11), (4.2.12), (4.4.6) и (4.4.7). Ови изрази се приближно могу апроксимирати за високе ниво SNR-а. Прво тражимо извод Мајерове-G функције по SNR-у:

$$k = \frac{dG_{p,q}^{m,n} \left(C_0 10^{-\frac{SNR}{10}} \left| \begin{array}{l} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{array} \right. \right)}{dSNR} \quad (4.5.1)$$

где је:

$$C_0 = \frac{1}{c} \left(\frac{\alpha \beta \kappa (\gamma + \Omega')}{\gamma \beta + \Omega'} \right)^r \quad (4.5.2)$$

при чему c и r узимају вредности у зависности од тога да ли се примењује IM/DD или хетеродинска детекција као што је већ наведено. Применом једноставне замене променљиве $z = C_0 10^{-(SNR/10)}$ и правила (A.21) добијамо извод:

$$k = -\frac{\ln(10)}{10} G_{p+1,q+1}^{m,n+1} \left(z \left| \begin{array}{l} 0, a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, 1, b_{m+1}, \dots, b_q \end{array} \right. \right) \quad (4.5.3)$$

Апроксимативан израз за капацитет канала је једнак:

$$\left[\frac{\langle C \rangle}{B} \right]^A = \text{константа} \times (n_0 + k_0 \cdot \text{SNR}_{[dB]}) \quad (4.5.4)$$

где је $k_0 = \lim_{z \rightarrow 0^+} k$. Параметар n_0 добијамо:

$$n_0 = \lim_{z \rightarrow 0^+} \left(G_{p,q}^{m,n} \left(z \middle| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right) + 10k_0 \log_{10} \left(\frac{z}{C_0} \right) \right) \quad (4.5.5)$$

Израз (4.5.4) предствља општи израз за апроксимацију капацитета канала који се може применити за било који алгоритам адаптивног преноса. У конкретном случају, на пример, за ORA алгоритам адаптивног преноса када примењујемо директну детекцију добијамо израз за апроксимацију капацитета као:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right]_{DD}^A \simeq \left(\sum_{m=1}^{\beta} b_m n_m \right) + \left(\sum_{m=1}^{\beta} b_m k_m \right) \cdot \text{SNR}_{[dB]} \quad (4.5.6)$$

где су:

$$n_m = \frac{\Gamma(\alpha)\Gamma(m)}{\xi^2} \left(\ln \left(\frac{\gamma\beta + \Omega'}{\alpha\beta\kappa(\gamma + \Omega')\sqrt{2\pi}} \right) + \frac{1}{2} - \frac{1}{\xi^2} + \Psi(m) + \Psi(\alpha) \right) \quad (4.5.7)$$

$$k_m = \frac{\ln(10)}{10} \frac{1}{2\xi^2} \Gamma(m)\Gamma(\alpha) \quad (4.5.8)$$

при чему $\Psi(\cdot)$ означава дигамма функцију дефинисану као (06.14.27.0002.01) у [131].

Модел симулације је урађен за систем адаптивног преноса који је описан у поглављу 2 и приказан на слици 2.1. На приказани систем се примењују различити алгоритми адаптивног преноса и за такав систем је израчунат капацитет канала који је дат аналитичким изразима (4.1.7), (4.1.9), (4.2.11), (4.2.12), (4.4.6) и (4.4.7) а на основу којих су добијени нумерички резултати који су графички приказани у поглављима 4.1, 4.2, 4.3 и 4.4. Како бисмо потврдили тачност нумерички добијених резултата, направили смо Монте-Карло модел симулације у програмском пакету *Wolfram Mathematica*.

У првом кораку смо дефинисали модел канала. Обзиром да модел симулације обухвата и IM/DD и хетеродинску детекцију, за дефинисање функције густине вероватноће Малага модела атмосферске турбуленције смо користили општу формулу.

У другом кораку убацујемо све неопходне вредности параметра укључујући и грешку позиционирања и атмосферско слабљење. Обзиром да вредности ових

параметара утичу на јачину атмосферске турбуленције, такође утичу и на остварени капацитет који се добија применом алгоритама адаптивног преноса.

У трећем кораку рачунамо кумулативну функцију расподеле – CDF (Cumulative Distribution Function) за одређени просечни SNR и праг прекида. У истом кораку рачунамо табелу вредности за CDF као и табелу вредности инверзне функције добијеног CDF-а применом интерполације, односно наредбе *Interpolation* у програмском пакету *Wolfram Mathematica*.

У четвртном кораку, на основу аналитичких израза за капацитете канала дефинишемо капацитет за сваки алгоритам посебно, а почињемо са дефинисањем броја битова (у нашем случају је број битова 100000) и просечним SNR-ом. Како желимо да капацитете израчунамо за различите нивое SNR-а предствљених у децибелима, креирамо табелу вредности SNR-а применом наредбе *ParallelTable* а која нам као резултат даје вредности добијене на основу инверзне CDF функције за псеудослучајне вредности (наредба *Random*) за дефинисан број битова. Обзиром да OPRA и TIFR алгоритми адаптивног преноса зависе од нивоа прага прекида, дефинишемо и ниво прага прекида за ова два алгоритма.

Капацитет за ORA алгоритам рачунамо на основу листе вредности SNR-а и израза (4.1.1).

Како бисмо израчунали капацитет за OPRA алгоритам где ниво прага прекида можемо да одаберемо сами, односно, где ниво прага прекида може да има различите вредности у децибелима, дефинишемо функцију која одбацује све вредности изнад задатог нивоа прага прекида (наредба *DeleteCases*) а као аргументи функције фигуришу листа SNR нивоа и ниво прага прекида. Након тога, капацитет за OPRA алгоритам рачунамо на основу листе вредности SNR-а, нивоа прага прекида и израза (4.2.1).

Капацитет за CIFR алгоритам рачунамо тако што прво израчунамо интеграл а онда, као и код ORA алгоритма, на основу листе вредности SNR-а и израза (4.3.1) добијемо капацитет.

Капацитет за TIFR алгоритам рачунамо тако што креирамо функцију која зависи од листе SNR нивоа и нивоа прага прекида. Обзиром да овај алгоритам зависи и од вероватноће прекида, користимо наредбу *Block* како бисмо одредили опсеге. Дакле, у овој наредби имамо функцију коју смо имали и код OPRA алгоритма а која одбацује све вредности изнад задатог нивоа прага прекида, вероватноћу прекида и интеграл за

TIFR алгоритам. Функција на крају враћа вредност производа вероватноће прекида и интеграла, као у изразу (4.4.2).

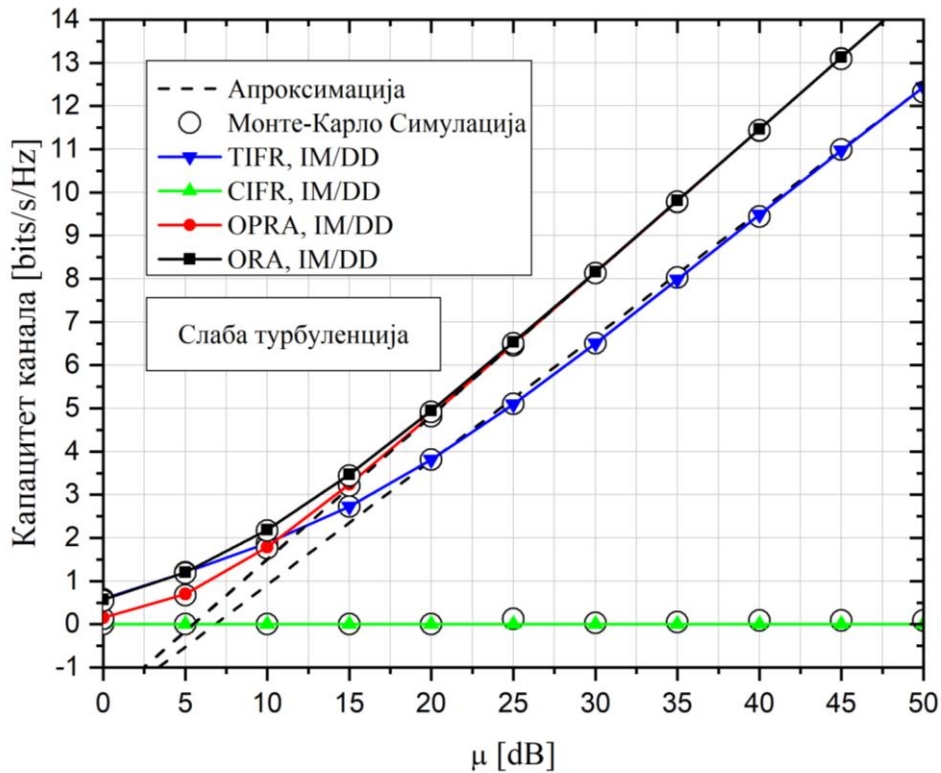
У петом кораку правимо моделе симулације за сваки алгоритам понаособ, а све то на основу већ дефинисаних функција у претходним корацима. Дакле ORA, OPRA, CIFR и TIFR симулације зависе од средњег SNR-а, нивоа прага прекида и броја битова као и капацитета који су дефинисани и добијени у кораку четири. На крају, дајемо табеле резултата за сваки алгоритам понаособ где дефинишемо модел симулације, ниво прага прекида у случајевима OPRA и TIFR алгоритама адаптивног преноса и број битова за који се симулација ради уз дефинисање жељеног опсега SNR-а и корак.

4.6. Компарација капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса

Капацитети канала добијени применом алгоритама адаптивног преноса су већ предствалени у поглављима 4.1, 4.2, 4.3 и 4.3. Међутим, акценат у тим поглављима је био на специфичностима попут нивоа прага прекида, различитих режима рада предајника и нормализације капацитета у чему је остварен значајан напредак у анализи и функционисању предствалених алгоритама. У овом поглављу дајемо компаративну анализу капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса за случајеве IM/DD и хетеродинске детекције. Такође, биће приказани и апроксимативни изрази и резултати симулације за капацитет канала. Вредности параметара који се користе су дате у табели 3.1.1 док је ниво прага прекида за OPRA и TIFR алгоритме $\gamma_0 = 0\text{ dB}$.

На сликама 4.6.1 и 4.6.2 су приказани капацитети канала за ORA, OPRA, CIFR и TIFR алгоритме адаптивног преноса када се примењује директна и хетеродинска детекција а за услове слабе атмосферске турбуленције. Такође, графички је приказана и апроксимација сваког алгоритма за високе вредности SNR-а, док су резултати добијени на основу аналитичких изрази за капацитете канала потврђени и Монте-Карло симулацијом.

Са датих слика видимо да већи капацитет канала остварујемо уколико примењујемо хетеродинску детекцију. Поред тога, компарацијом добијених резултата, уочавамо да остварујемо већи капацитет када примењујемо алгоритме адаптивног преноса чија брзина преноса податка није фиксна.

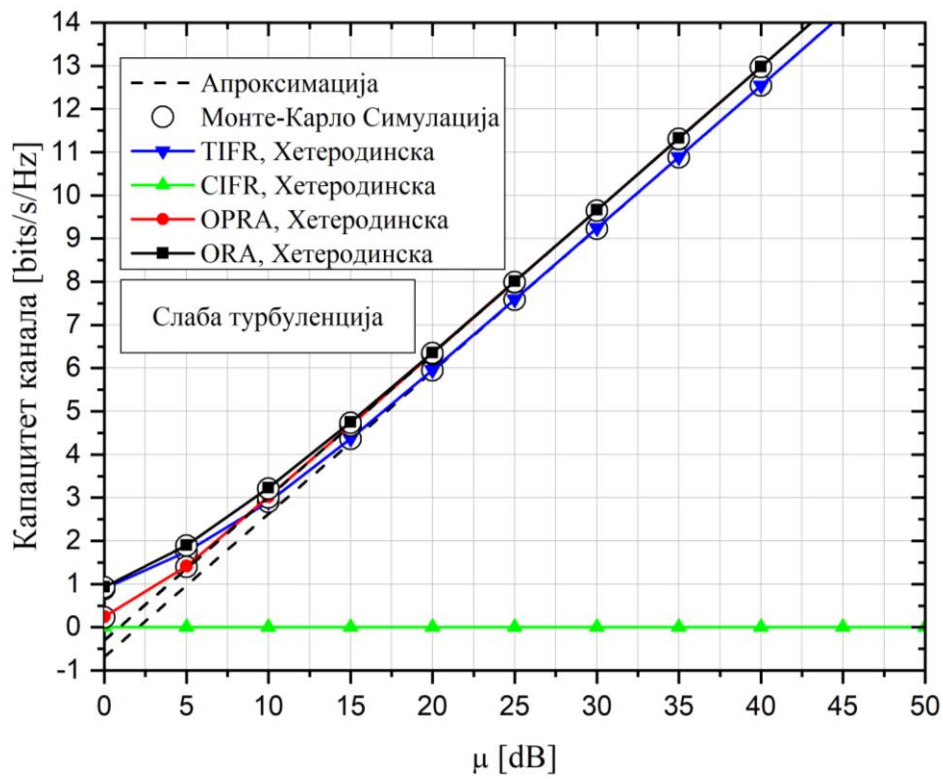


Слика 4.6.1. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за слабу турбуленцију и IM/DD

Тврдња која је доказана у поглављу 4.3 је потврђена и симулацијом, односно, CIFR алгоритам адаптивног преноса не можемо да применимо када као модел атмосферске турбуленције користимо Малага модел. У поглављу 4.2 смо показали да се за одређени ниво прага прекида може постићи већи капацитет код OPRA алгоритма адаптивног преноса (слика 4.2.3).

Поред тога што видимо да остварујемо већи капацитет у односу на капацитет који остварујемо када примењујемо директну детекцију, уочавамо да имамо мању разлику у оствареном капацитету између алгорита са фиксном брзином преноса података и алгоритама који имају могућност адаптације брзине преноса података приликом примене хетеродинске детекције. Дакле, поред већих вредности капацитета,

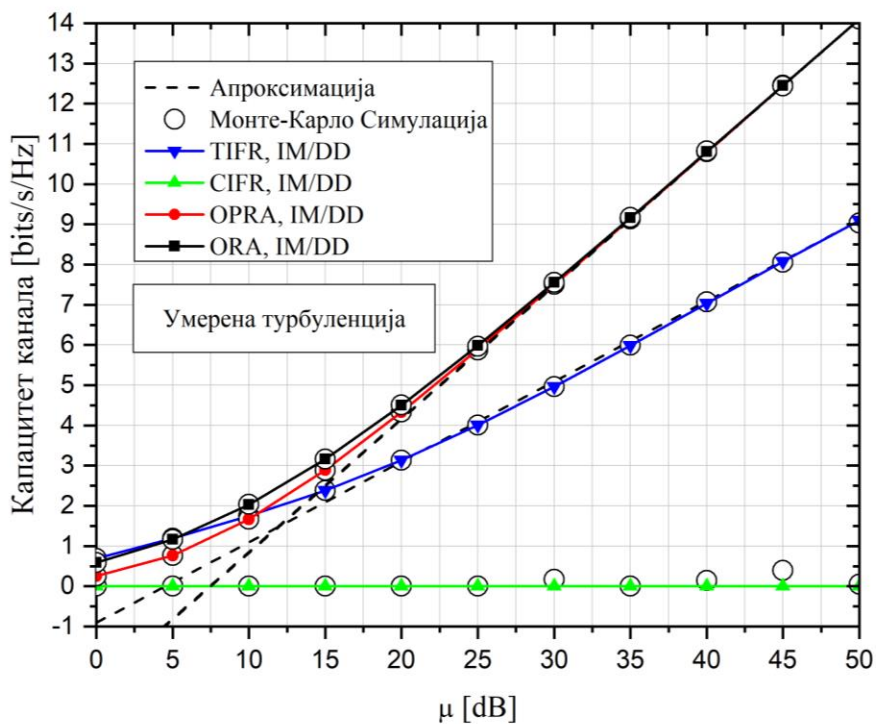
имамо и мању разлику у оствареном капацитету у зависности од примењеног алгоритма адаптивног преноса што хетеродинској детекцији додатно даје на важности.



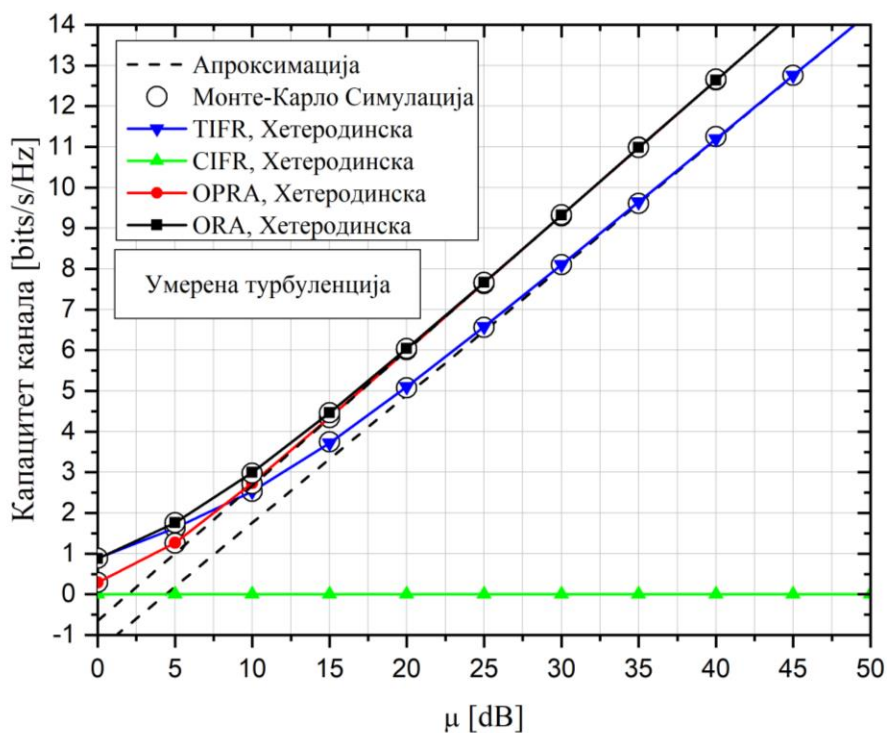
Слика 4.6.2. Капацитет канала остварен применом алгоритма адаптивног преноса у односу на електрични SNR за слабу турбуленцију и хетеродинску детекцију

На сликама 4.6.3 и 4.6.4 су приказани капацитети канала добијени применом различитих алгоритма адаптивног преноса када се примењује хетеродинска детекција у условима умерене атмосферске турбуленције. Поред капацитет, приказане су и апроксимативне вредности за капацитете канала за високе нивое SNR-а као и симулација.

Са слика се јасно види да се са повећањем јачине атмосферске турбуленције смањује капацитет канала без обзира на то који алгоритам адаптивног преноса примењујемо. Такође можемо да уочимо да повећање јачине атмосферске турбуленције утиче и на повећање разлике у оствареном капацитету између алгоритма који имају могућност адаптације брзине преноса података и алгоритма који има фиксну брзину преноса податка без обзира на то да ли се примењује директна или хетеродинска детекција.



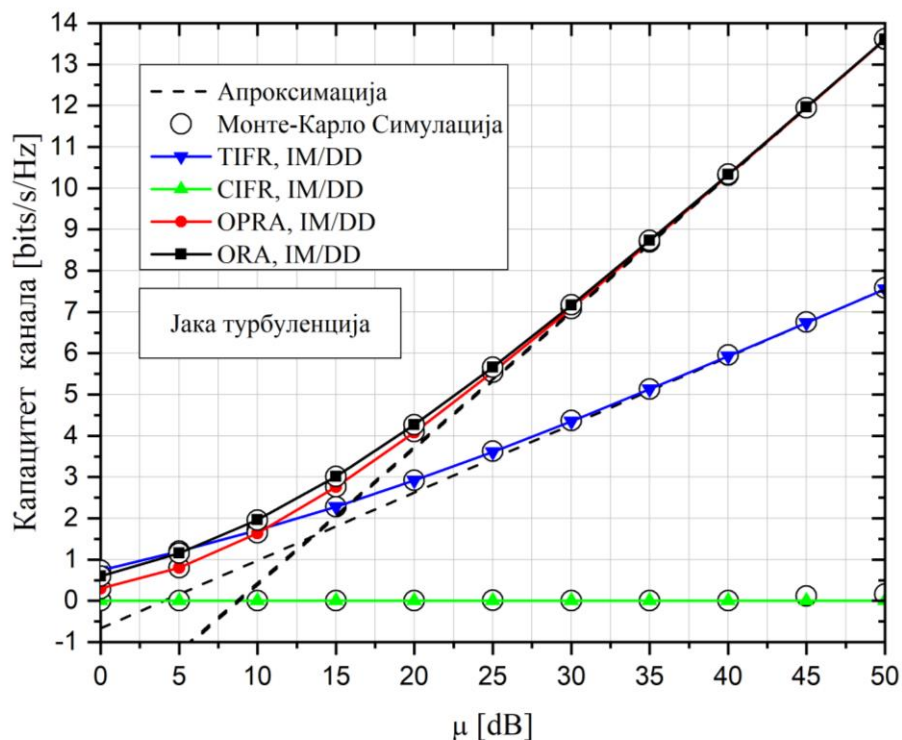
Слика 4.6.3. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за умерену турбулентцију и IM/DD



Слика 4.6.4. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за умерену турбулентцију и хетеродинску детекцију

На сликама 4.6.5 и 4.6.6 су приказани капацитети канала за ORA, OPRA, CIFR и TIFR алгоритме адаптивног преноса за услове јаке атмосферске турбуленције. Као и код претходних графика је приказана и апроксимација сваког алгоритма за високе вредности SNR-а, док су резултати добијени на основу аналитичких израза за капацитете канала потврђени и Монте-Карло симулацијом.

У условим јаке атмосферске турбуленције остварујемо и најмање капацитете канала. Јака атмосферска турбуленција највише деградира TIFR алгоритам адаптивног преноса те с тога најмањи капацитет остварујемо применом овог алгоритма, посебно ако примењујемо директну детекцију.

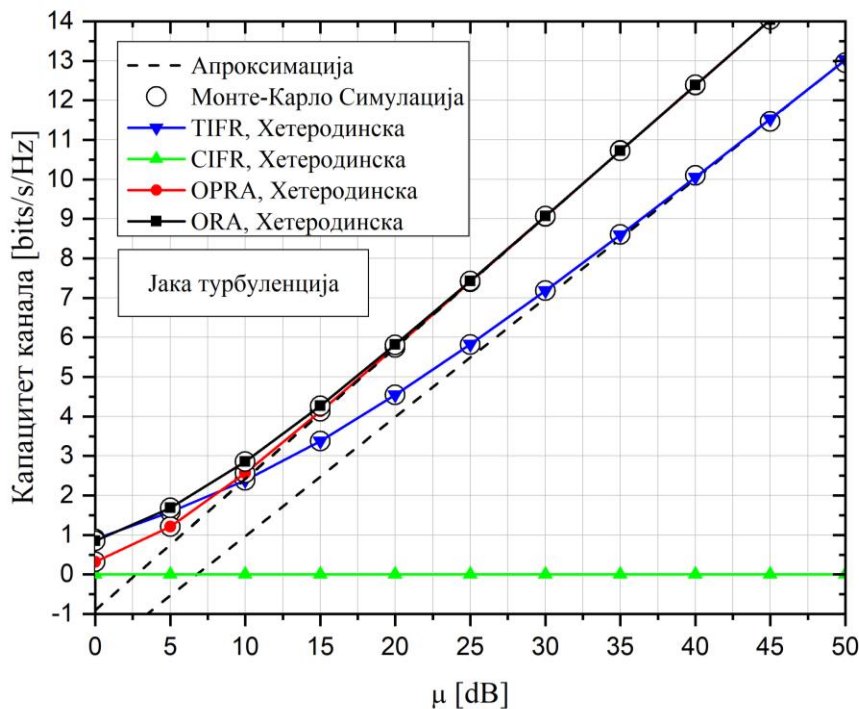


Слика 4.6.5. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за јаку турбуленцију и IM/DD

Оно што је на свим приказаним сликама уочљиво када се примењује хетеродинска детекција (слике 4.6.2, 4.6.4 и 4.6.6) јесте да немамо потврду резултата Монте-Карло симулацијом за капацитет који остварујемо применом CIFR алгоритма адаптивног преноса.

Нека N означава број независних извођења симулације. Повећавањем N треба очекивати да се добију резултати који се постепено слажу са аналитичким резултатима. Међутим, постоје случајеви када је потребан број извођења симулација већи од

практично изводљивог. Управо је то случај када примењујемо CIFR алгоритам адаптивног преноса за хетеродинску детекцију. Пажљивим испитивањем кумулативне функције расподеле укључене случајне променљиве примењујемо да за просечни SNR од 50 dB и број симулационих циклуса од $N = 10^6$, ретко можемо очекивати било које реализације случајних променљивих које су ниже од -10 dB. Кумулативна вероватноћа да SNR падне испод овог ниво прага прекида је око 10^{-6} , тј. приближно $1/N$. С друге стране, добијени скуп података за симулацију еквивалентан је адаптацији CIFR алгоритма, искључујући реализације испод прага -10 dB, јер их готово никада не добијамо. Чак и ако повећамо број симулационих корака до 10^{12} , могли бисмо да узмемо у обзир само реализације изнад -70 dB у овом примеру, што још увек није довољно да се покаже блиско слагање са аналитичким резултатима. Тачна симулација таквих процеса захтева напредне технике симулације које овде нису разматране. Стога се перципирани SNR ниво прага прекида у нашим симулацијама смањује као $1/N$ за случај хетеродинске детекције. Када се разматрају IM/DD системи, проблем се лако превазилази повећањем броја симулација, јер се перципирани праг смањује са $1/N^2$.



Слика 4.6.6. Капацитет канала остварен применом алгоритама адаптивног преноса у односу на електрични SNR за јаку турбуленцију и хетеродинску детекцију

5. ПРИМЕНА АЛГОРИТАМА АДАПТИВНОГ ПРЕНОСА У RF СИСТЕМИМА

5.1. Увод

У уводном делу дисертације је истакнуто да бежични оптички комуникациони системи имају предност у односу на бежичне радио-фреквенцијске комуникационе системе нарочиту у погледу остваривања капацитета. Међутим, како RF системи и даље имају примат када је пренос података у питању овде ћемо нагласити неке од предности које ови системи имају: отпорнији су од оптичких система, нема случајног „сечења“ везе, лакше превазилазе лошу конфигурацију терена, практичнији су у урбаним срединама а могу да се користе и као подршка оптичким системима.

Како бисмо детаљније анализирали перформансе RF система, неопходно је да прво видимо начин на који се сигнал простире и чему је тај сигнал изложен на путу од предајника ка пријемнику.

Радио таласи се шире на основу три механизма: рефлексија, дифракција и расејање. Рефлексија настаје када радио талас приликом простирања наиђе на неку површину чије су димензије много веће у односу на таласну дужину упадног таласа. Дифракција се јавља према Хојгеновом принципу када постоји препрека између пријемника и предајника, а секундарни таласи се генеришу иза препреке која омета. Расејање се јавља када радио талас наиђе на неку површину чије су димензије упоредиве или мање од таласне дужине упадног таласа и узрокује преусмеравање енергије у различитим правцима [126].

Као резултат ова три механизма, ширење радио таласа се може грубо окарактерисати са три готово независна феномена: атмосферско слабљење услед простирања, утицај ефекта сенке и фединг [5], [126].

Атмосферско слабљење настаје услед утицаја атмосферских услова на радио таласе који се простиру од предајника ка пријемнику. Такође, атмосферско слабљење карактерише варијација снаге преноса сигнала која зависи од удаљености између предајника и пријемника.

Утицај ефекта сенке настаје када сигнал који се простире између предајника и пријемника наилази на велике препреке попут брда, зграда и других објеката и утиче да се ниво сигнала полако мења у току времена.

Фединг је случајна појава и предложене су различите статистичке расподеле како би се математички моделовао. Фединг се може класификовати као брзи и спори фединг. Брзи фединг настаје када се реализација канала брзо мења и варира од симбола до симбола. Спори фединг настаје када се реализација канала споро мења и константна је за више симбола. Такође, када се говори о федингу битно је нагласити и утицај вишепутајног фединга. Вишепутајни фединг настаје због конструктивне и деструктивне комбинације случајно одбијених, одложених, расејаних и дифрактованих компонената сигнала. Ова врста фединга је релативно брза и с тога је одговорна за краткотрајне варијације сигнала. У зависности од окружења у којем се радио талас простире, постоји неколико модела који описују статистичко понашање анвелопе вишепутајног фединга [5].

Како би се смањило утицај наведених ефеката а посебно утицај ефекта сенке и фединга, у литератури су предложена различита решења. Поред примене алгоритама адаптивног преноса о којима је било речи у претходним поглављима дисертације, техника која се најчешће примењује у радио-фреквенцијским системима јесте техника диверзитија која се може постићи на више начина [3], [5], [126]:

Временски диверзити: Како је бежични канал временски променљив, једноставна техника постизања диверзитија је да се сигнал пренесе кроз више различитих временских слотова. Сигнал се преноси у временским слотовима одвојеним временом већим од времена кохерентности канала.

Фреквенцијски диверзити: Диверзити се такође може постићи преносом истог сигнала преко различитих носиоца фреквенција где је раздвајање узастопних носилаца једнако или премашује пропусни опсег кохеренције канала.

Просторни диверзити: Диверзити се може постићи и у простору преношењем вишеструких копија сигнала помоћу више антена. Антене се најчешће налазе на страни пријемника и међусобно су довољно удаљене тако да се на свакој антени јавља независни фединг. Ова техника диверзитија је најпопуларнија техника диверзитија која се користи у бежичним системима.

Вишеструке копије сигнала које шаље предајник се могу комбиновати на више различитих начина на пријему. Неке од шема комбиновања које се најчешће користе су:

Селективно комбиновање (*Selection Combining – SC*): Ова техника диверзити комбиновања представља најједноставнију технику комбиновања. Излаз гране која има максимални тренутни SNR од L диверзити грана је одабрана за даљу обраду и детекцију.

Комбиновање са једнаким доприносом (*Equal Gain Combining - EGC*): Код ове технике диверзити комбиновања сигнали са свих грана се сабирају. Међутим, пре сабирања сигнала, потребно је све сигнале довести у исту фазу због фазног помераја сигнала који се јавља на различитим гранама. Ова техника диверзити комбиновања даје боље резултате у односу на диверзити технику селективног комбиновања.

Комбиновање са максималним односом (*Maximum Rate Combining - MRC*): Слично као и код диверзити технике комбиновања са једнаким доприносом, сигнали се прво доведу у исту фазу и тежински распоређују по њиховим појединачним односима снаге SNR а затим се сабирају. Иако компликованија од претходне две технике, ова техника диверзити комбиновања даје најбоље резултате те ће се с тога њена примена детаљније појаснити у наставку дисертације.

Како би се описала статистика радио сигнала користе се различити модели фединга. Тако се за дугорочне варијације сигнала најчешће користи ЛогНормална расподела док се за краткорочне варијације сигнала користе Хојтова, Рејлијева, Рајсова, Вејбулова и Накагами – m расподеле [87]. Поред ових расподела, у литератури је дефинисана и општа расподела $\alpha - \eta - \kappa - \mu$ из које се као специјални случајеви могу извести претходно наведене расподеле али и друге расподеле попут $\alpha - \kappa - \mu$, $\alpha - \mu$ и $\kappa - \mu$ [86]. Функционалност једног RF система се најбоље види кроз његове карактеристике. Зато је анализа статистике првог и другог реда од изузетног значаја. Тако су за различите моделе фединга у присуству међуканалне интерференције и

утицаја ефекта сенке израчунати моменти, количина фединга, функција густине вероватноће, вероватноћа отказа система, вероватноћа грешке по биту, капацитет канала, средњи број осних пресека и средње трајање фединга. Побољшање карактеристика система се углавном заснивало на примени просторног диверзитија са комбинерима са више грана. Статистика првог и другог реда као и примена диверзити комбинера је истражена у радовима [22], [27], [30], [46], [55], [61], [66], [84]–[91], [94]–[108], [110]–[112], [114]–[119]. Примена технике адаптивног преноса у комбинацији са применом диверзити технике комбиновања на страни пријемника је истражена у радовима [31], [66], [68], [70], [71], [74], [77].

У уводном делу дисертације као и у уводним деловима поглавља 2 и поглавља 5.1 је дата компаративна анализа између FSO и RF система. На тај начин су приказане предности односно недостаци разматраних система.

За разлику од поглавља 2 у коме је разматран FSO систем заснован на техници адаптивног преноса без примене диверзити технике комбиновања на пријемној страни, у овом делу дисертације ће бити разматран RF систем заснован на техници адаптивног преноса и са применом диверзити технике комбиновања на страни пријемника. Обзиром да се диверзити техника комбиновања најчешће користи како би се побољшале карактеристике RF система, у наредним поглављима дисертације ће бити анализиран такав систем на који се уједно примењује и техника адаптивног преноса све у циљу додатног побољшавања карактеристика система. Овакви RF системи свакако имају своје предности и практичну примену али су у литератури недовољно истражени и није им посвећено довољно пажње посебно са аспекта ограничења снаге предајника и утицаја нивоа прага прекида.

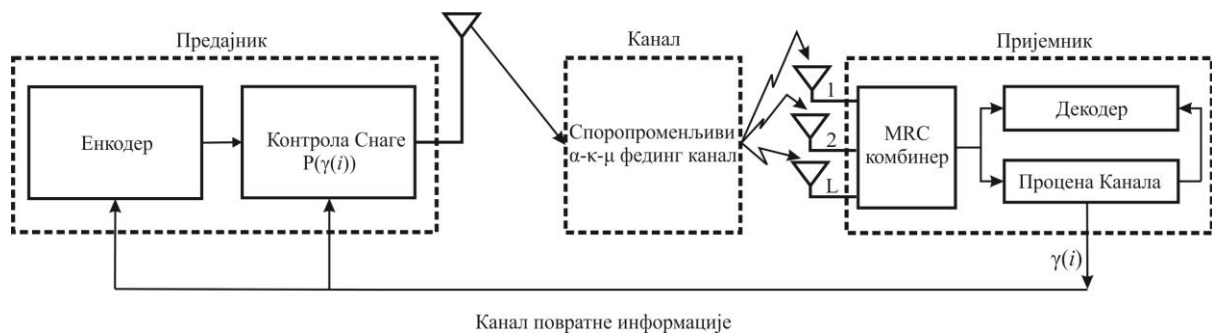
Такође, као и код FSO система, и код RF система акценат ће бити стављен на капацитет канала и поузданост система. Као битни аспекти ће бити анализирани и приказани моменти, количина фединга и вероватноћа отказа система у зависности од нивоа прага прекида и параметара фединга.

Аналитички изрази и нумерички резултати који ће бити изведени и приказани за количину фединга, вероватноћу отказа система, капацитет канала када се примењују алгоритми адаптивног преноса који су дефинисани у поглављима 2.1.1, 2.1.2, 2.1.3 и 2.1.4 се односе како на систем који не примењују диверзити технику комбиновања на страни пријема тако и на систем који користи диверзити технику MRC комбиновања са L грана на страни пријема. Као модел фединга ће се користити један од најопштијих

модела а то је $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга као и други модели који се из овог модела могу извести као специјални случајеви. На основу аналитичких израза, нумерички ће бити израчунати и графички приказани резултати који компаративно упоређују карактеристике RF система адаптивног преноса када се на страни пријемника користи односно не користи техника диверзити комбиновања.

5.2. Модел система и модел канала

У овом делу ће бити приказан и анализиран модел система и услови под којима систем функционише као и модел фединга који ће бити коришћен приликом моделовања канала. На слици 5.2.1 је предствљен систем који ћемо разматрати а који се заснива на систему приказаном и у [70].



Слика 5.2.1. Модел система адаптивног преноса са техником диверзити MRC комбиновања са L грана на страни пријемника

Пре него што дефинишемо два различита случаја за која ћемо разматрати систем, дефинисаћемо опште услове под којима систем функционише. Услови под којима овај систем функционише су исти као и услови под којима функционише систем адаптивног преноса приказан на слици 2.1 а то су: канал који разматрамо је споропроменљив, односно, услови у каналу се мењају спорије од брзине преноса података а комуникација која се одвија између предајника и пријемника путем канала повратне информације није подложна кашњењу и грешкама.

Комуникација између предајника и пријемника је успостављена кроз линију видљивости а сигнала који се простире изложен је различитим ефектима који га

деградирају. На страни предајника имамо блок за контролу снаге који прима информације о условима у каналу и који адаптира снагу предајника како би адекватно одговорио на постојеће услове. Након тога, сигнал који се шаље кроз споропроменљиви канал долази на страну пријемника где ћемо размотрити два случаја:

1. **Пријемник са диверзити MRC комбинером са L грана.** На улазу свих грана диверзити MRC комбинера се појављује идентични и независни фединг. Сматрамо да пријемник без грешке прати варијације нивоа SNR на излазу из MRC комбинера. Након процене стања канала, варијације у нивоима SNR се шаљу путем канала повратне информације ка предајнику.
2. **Пријемник без диверзити комбинера.** У овом случају имамо ситуацију као и код система адаптивног преноса приказаног на слици 2.1. Дакле, пријемник нема диверзити MRC комбинер са L грана, сигнал се директно прима па се варијације у нивоима SNR након процене стања канала шаљу путем канала повратне информације ка предајнику.

Циљ разматрања оваквог система је компаративна анализа у оствареним капацитетима и повећању поузданости који се постижу како применом алгоритама адаптивног преноса тако и применом диверзити пријемника са више антена.

У уводном делу овог поглавља је већ било речи о моделима фединга који се користе како би се статистички описали радио сигнали. На представљени систем адаптивног преноса, како са диверзити пријемником са L грана тако и без диверзити пријемника, користићемо $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга. Функција густине вероватноће за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга у зависности од тренутног SNR се може представити као [110]:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\alpha \mu (1 + \kappa)^{\frac{1+\mu}{2}} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+1)}{4} - 1}}{2 \kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa \mu \bar{\gamma}} \bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+1)}{4}}} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} I_{\mu-1} \left(2 \mu \sqrt{\kappa(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} \right) \quad (5.2.1)$$

где параметар α означава нелинеарност окружења кроз који се талас простире, параметар κ означава однос између укупне снаге доминантних компоненти и укупне снаге расејаних таласа и параметар μ означава број кластера у окружењу простирања радио таласа [98], [117]. Тренутни SNR је означен са γ , средња вредност SNR је означена са $\bar{\gamma}$ док $I_{\nu}(\cdot)$ представља модификовану Беселову функцију [106].

Функција густине вероватноће за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга у зависности од тренутног SNR на излазу из диверзити MRC комбинера са L грана се може представити као [55]:

$$f_{\gamma}^{MRC}(\gamma) = \frac{\alpha L \mu (1 + \kappa)^{\frac{1+L\mu}{2}} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+1)}{4}-1}}{2\kappa^{\frac{L\mu-1}{2}} e^{\kappa L \mu} (L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha(L\mu+1)}{4}}} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} I_{L\mu-1} \left(2L\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right) \quad (5.2.2)$$

Беселове функције из израза (5.2.1) и (5.2.2) се могу трансформисати применом правила (A.22) након чега добијамо:

$$I_{\mu-1} \left(2\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}} \right) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \right)^{\mu+2j-1}}{j! \Gamma(\mu+j)} \left(\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{4}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{4}}} \right)^{\mu+2j-1} \quad (5.2.3)$$

$$I_{L\mu-1} \left(2L\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(L\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \right)^{L\mu+2j-1}}{j! \Gamma(L\mu+j)} \left(\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{4}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{4}}} \right)^{L\mu+2j-1} \quad (5.2.4)$$

Заменом израза (5.2.3) у израз (5.2.1) и његовим даљим сређивањем добијамо функцију густине вероватноће за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\alpha \mu (1 + \kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{2\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa \mu}} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \right)^{\mu+2j-1}}{j! \Gamma(\mu+j)} \frac{\gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}} \quad (5.2.5)$$

Односно, заменом израза (5.2.4) у израз (5.2.2) и његовим даљим сређивањем добијамо функцију густине вероватноће за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга на излазу из диверзити MRC комбинера са L грана:

$$f_{\gamma}^{MRC}(\gamma) = \frac{\alpha L \mu (1 + \kappa)^{\frac{1+L\mu}{2}}}{2\kappa^{\frac{L\mu-1}{2}} e^{\kappa L \mu}} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(L\mu \sqrt{\kappa(1+\kappa)} \right)^{L\mu+2j-1}}{j! \Gamma(L\mu+j)} \frac{\gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}}} \quad (5.2.6)$$

5.3. Моменти, количина фединга и вероватноћа отказа

Карактеристике система којег разматрамо најбоље можемо видети уколико одредимо статистике првог и другог реда. Како бисмо дефинисали меру количине фединга, неопходно је да прво дефинишемо моменте – још једну меру која нам даје увид у карактеристике система. У овом делу дисертације ће бити израчунати момент n -тог реда за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга за систем без диверзити пријемника. На основу првог и другог момента, израчунаћемо количину фединга за различите моделе фединга који се могу извести као специјални случајеви $\alpha - \kappa - \mu$ фединга. Такође, поузданост система ће бити изражена преко вероватноће отказа система и биће приказана компаративна анализа система са диверзити пријемником и система без диверзити пријемника.

Момент је квантитативна мера која описује облик функције у математици. Користи се и у механици и у статистици. Ако је одговарајућа функција функција расподеле вероватноће, тада момент имају следећа значења [133]:

- **нулти момент:** нулти моменат представља укупну вероватноћу;
- **први момент:** први момент је средња вредност сигнала, тј. очекивана вредност;
- **други момент:** други момент је варијанса или средња снага сигнала;
- **трећи момент:** трећи момент представља искривљеност;
- **четврти момент:** четврти момент је оштрина врха криве расподеле фреквенције.

Моменте можемо израчунати као n -ти момент који је дефинисан као [73], [88], [102], [133]:

$$E[\gamma^n] = \int_0^{\infty} \gamma^n f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (5.3.1)$$

где $E[\cdot]$ означава оператор очекивања. За случај $\alpha - \kappa - \mu$ модела фединга, за систем без диверзити пријемника, n -ти момент добијамо заменом једначине (5.2.5) у једначину (5.3.1) након чега добијамо:

$$E[\gamma^n] = \frac{\alpha \mu (1 + \kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{2 \kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa \mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu \sqrt{\kappa (1 + \kappa)} \right)^{\mu+2j-1}}{j! \Gamma(\mu + j) \bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}} \int_0^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2} - 1 + n} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^2}{\bar{\gamma}^2}} d\gamma \quad (5.3.2)$$

Интеграл из израза (5.3.2) сређујемо увођењем смене тако да важи:

$\gamma^{\alpha/2} = x; \Rightarrow \gamma = x^{2/\alpha}; \Rightarrow d\gamma = \frac{2}{\alpha} x^{\frac{2}{\alpha}-1} dx$. Након тога добијамо израз:

$$E[\gamma^n] = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{\mu+2j-1}}{j!\Gamma(\mu+j)\bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}} \int_0^{\infty} x^{\mu+j+\frac{2n}{\alpha}-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \quad (5.3.3)$$

Применом правила (A.23) решавамо интеграл из израза (5.3.3) након чега добијамо n -ти момент за $\alpha - \kappa - \mu$ модела фединга.

$$E[\gamma^n] = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{\mu+2j-1} \bar{\gamma}^n \Gamma\left(\mu+j+\frac{2n}{\alpha}\right)}{j!\Gamma(\mu+j)(\mu(1+\kappa))^{\mu+j+\frac{2n}{\alpha}}} \quad (5.3.4)$$

Јачина фединга је дефинисана мером која се назива **количина фединга** (*Amount of Fading - AF*). Количина фединга представља количину јачине фединга за дати канал. Количина фединга једна је од најчешћих мера перформанси, која описује понашање бежичног комуникационог система у окружењу вишепутајног фединга, где се и први и други моменат узимају у обзир приликом процене ове мере [66].

$$AF = \frac{E[\gamma^2] - E^2[\gamma]}{E^2[\gamma]} = \frac{E[\gamma^2]}{E^2[\gamma]} - 1 \quad (5.3.5)$$

На основу израза (5.3.4) можемо да израчунамо први и други момент, након чега их заменимо у израз (5.3.5) и добијамо количину фединга за $\alpha - \kappa - \mu$ модела фединга.

$$AF = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{e^{\kappa\mu} j!\Gamma(\mu+j)\Gamma\left(\mu+j+\frac{4}{\alpha}\right)}{(\kappa\mu)^j \Gamma^2\left(\mu+j+\frac{2}{\alpha}\right)} - 1 \quad (5.3.6)$$

Већ смо рекли да $\alpha - \kappa - \mu$ модела фединга представља општи модел фединга а да се као специјални случајеви на основу њега могу добити и други модели фединга. У наставку ће бити дата количина фединга за неке моделе фединга добијених на основу $\alpha - \kappa - \mu$ модела.

- Уколико ставимо да је $\alpha = 2$, $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга постаје $\kappa - \mu$ модел фединга. Количина фединга за $\kappa - \mu$ модел фединга је једнака:

$$AF = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{e^{\kappa\mu} j! \Gamma(\mu+j) \Gamma(\mu+j+2)}{(\kappa\mu)^j \Gamma^2(\mu+j+1)} - 1 \quad (5.3.7)$$

- Уколико ставимо да је $\kappa=0$, $\alpha-\kappa-\mu$ модел фединга постаје $\alpha-\mu$ модел фединга. Количина фединга за $\alpha-\mu$ модел фединга је једнака:

$$AF = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{j! \Gamma(\mu+j) \Gamma\left(\mu+j+\frac{4}{\alpha}\right)}{\Gamma^2\left(\mu+j+\frac{2}{\alpha}\right)} - 1 \quad (5.3.8)$$

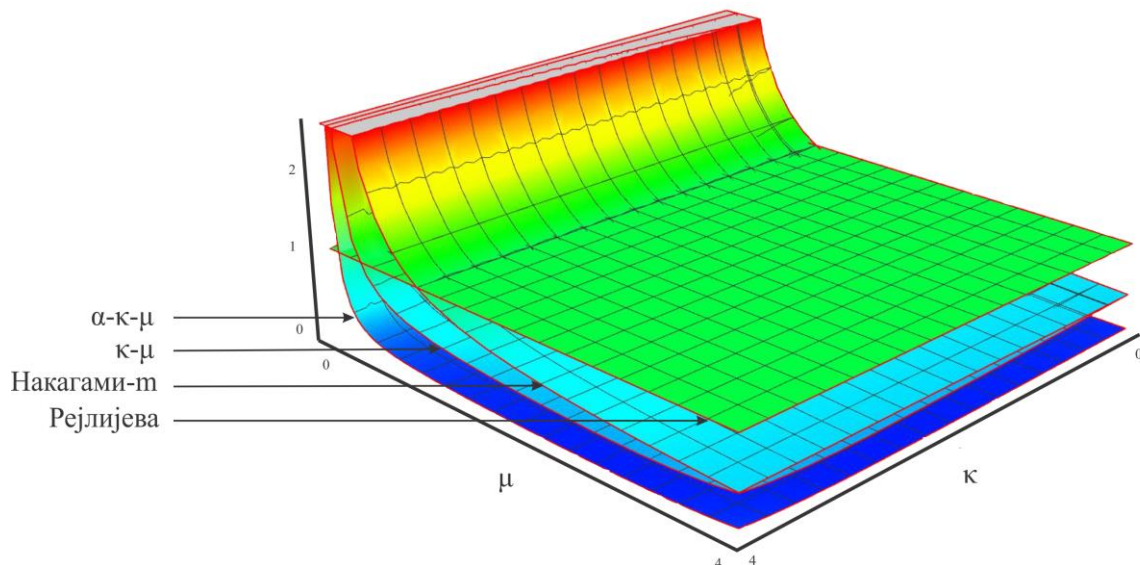
- Уколико ставимо да је $\alpha=2$ и $\kappa=0$, $\alpha-\kappa-\mu$ модел фединга постаје Накагами - m модел фединга. Количина фединга за Накагами - m модел фединга је једнака:

$$AF = \frac{1}{\mu} \quad (5.3.9)$$

- Уколико ставимо да је $\alpha=2, \kappa=0$ и $\mu=1$, $\alpha-\kappa-\mu$ модел фединга постаје Рејлијев модел фединга. Количина фединга за Рејлијев модел фединга је једнака:

$$AF = 1 \quad (5.3.10)$$

На основу израза (5.3.6), (5.3.7), (5.3.9) и (5.3.10) нумеричким путем су добијени резултати приказани на слици 5.3.1.



Слика 5.3.1. Количина фединга за различите моделе фединга за систем без диверзитети пријемника

На слици 5.3.1 је приказана количина фединга у односу на параметре κ и μ . Као што се може видети са слике, количина фединга се смањује како се број кластера μ повећава. Сличан закључак се може донети уколико посматрамо утицај параметра κ који даје однос између укупне снаге доминантних компоненти и укупне снаге расејаних таласа. Како се вредност параметра κ повећава, повећава се и количина фединга. Утицај параметра α који представља утицај нелинеарност окружења кроз који се талас простире можемо видети уколико посматрамо количину фединга за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга и за $\kappa - \mu$ модел фединга. Наиме, вредност параметра α за случај $\alpha - \kappa - \mu$ модела фединга је $\alpha = 3$, док је за случај $\kappa - \mu$ модела фединга $\alpha = 2$ како је већ и појашњено. На основу тога, са слике можемо да закључимо да се са повећањем вредности параметра α количина фединга смањује.

Вероватноћа отказа је већ дефинисана у изразу (3.1.1) и зависи од прага прекида који нам гарантује поузданост система.

$$P_{out} = \Pr[\gamma < \gamma_0] = \int_0^{\gamma_0} f_\gamma(\gamma) d\gamma = 1 - \int_{\gamma_0}^{\infty} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (5.3.11)$$

Овде ћемо разматрати вероватноћу отказа система када на пријемној страни немамо диверзити комбинер али и случај када на пријемној страни имамо диверзити комбинер са L грана. Заменом израза (5.2.5) у израз (5.3.11) добијамо вероватноћу отказа система за случај када немамо диверзити пријемник:

$$P_{out} = \frac{\alpha\mu(1+\kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{2\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{\mu+2j-1}}{j!\Gamma(\mu+j)\bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}} \int_0^{\gamma_0} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \quad (5.3.12)$$

Односно, заменом израза (5.2.6) у израз (5.3.11) добијамо вероватноћу отказа система за случај када имамо диверзити пријемник:

$$P_{out}^{MRC} = \frac{\alpha L\mu(1+\kappa)^{\frac{1+L\mu}{2}}}{2\kappa^{\frac{L\mu-1}{2}} e^{\kappa L\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(L\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{L\mu+2j-1}}{j!\Gamma(L\mu+j)(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}}} \int_0^{\gamma_0} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \quad (5.3.13)$$

Интеграле из израза (5.3.12) и (5.3.13) сређујемо увођењем смене тако да важи:

$$\gamma^{\alpha/2} = x; \Rightarrow \gamma = x^{2/\alpha}; \Rightarrow d\gamma = \frac{2}{\alpha} x^{\frac{2}{\alpha}-1} dx. \text{ Након тога добијамо изразе:}$$

$$P_{out} = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{\mu+2j-1}}{j!\Gamma(\mu+j)\bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}} \int_0^{\gamma_0} x^{\mu+j-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \quad (5.3.14)$$

$$P_{out}^{MRC} = \frac{L\mu(1+\kappa)^{\frac{1+L\mu}{2}}}{\kappa^{\frac{L\mu-1}{2}} e^{\kappa L\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(L\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{L\mu+2j-1}}{j!\Gamma(L\mu+j)(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}}} \int_0^{\gamma_0} x^{L\mu+j-1} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{x}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \quad (5.3.15)$$

Оба интеграла из израза (5.3.14) и (5.3.15) решавамо применом правила (A.24) након чега добијамо вероватноћу отказа система за случај без диверзити пријемника и за случај са диверзити пријемником.

$$P_{out} = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\kappa\mu)^j \gamma\left(\mu+j, \frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma}^{\alpha/2}} \gamma_0\right)}{e^{\kappa\mu} j!\Gamma(\mu+j)} \quad (5.3.16)$$

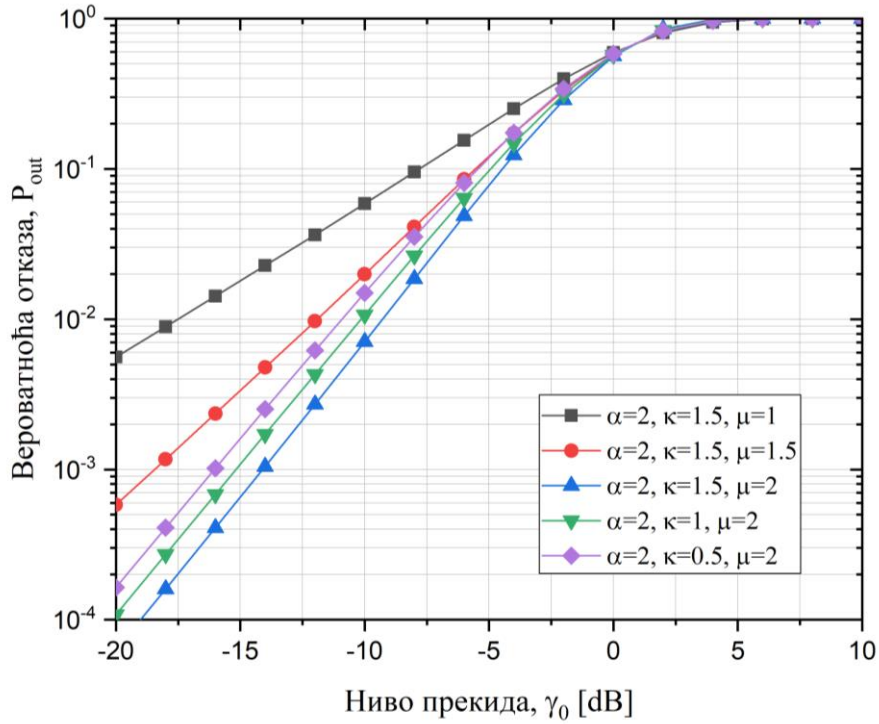
$$P_{out}^{MRC} = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\kappa L\mu)^j \gamma\left(L\mu+j, \frac{L\mu(1+\kappa)}{(L\bar{\gamma})^{\alpha/2}} \gamma_0\right)}{e^{\kappa L\mu} j!\Gamma(L\mu+j)} \quad (5.3.17)$$

где $\gamma(a, x)$ представља нижу некомплетну Гама функцију дефинисану изразом (8.350/1) у [134].

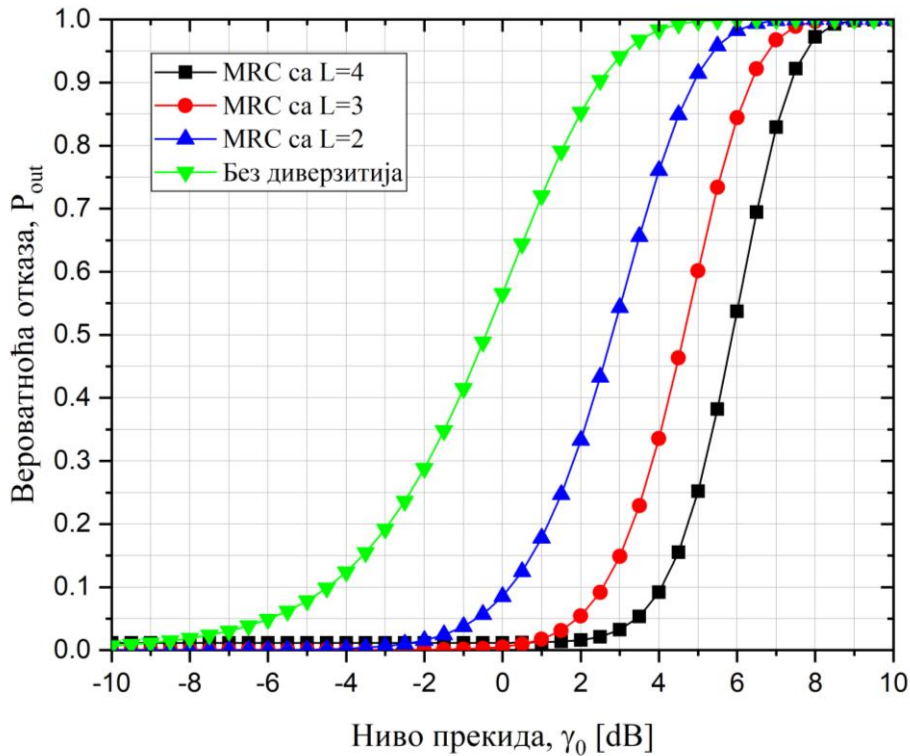
На слици 5.3.2 је приказана вероватноћа отказа система када на страни пријемника немамо диверзити комбинер, за различите вредности κ и μ у односу на ниво прекида γ_0 . Вредност параметра α је фиксна. Резултати приказани на слици су добијени нумеричким путем на основу израза (5.3.16).

Са слике 5.3.2 се може видети да се са повећањем нивоа прага прекида повећава и вероватноћа отказа система. Такође, са повећањем вредности параметара κ и μ видимо да се вероватноћа отказа система смањује.

На слици 5.3.3 је приказана вероватноћа отказа система када на страни пријемника немамо диверзити комбинер али и за случај када на страни пријемника имамо диверзити пријемник са четири грана. Вероватноћа отказа система је приказана у односу на ниво прекида γ_0 , а вредности параметра које су коришћене су: $\alpha = 2$, $\kappa = 1.5$ и $\mu = 2$.



Слика 5.3.2. Вероватноћа отказа система без диверзити пријемника у односу на ниво прекида



Слика 5.3.3. Вероватноћа отказа система за случај са диверзити пријемником са L грана у односу на ниво прекида

Као и код претходне слике, и овде можемо видети да се са повећањем вредности нивоа прага прекида повећава и вероватноћа отказа система. Међутим, кључна ствар је у броју грана диверзити пријемника и његовом утицају на вероватноћу отказа система. Са слике се јасно види да се са повећањем броја грана диверзити пријемника смањује вероватноћа отказа система. Посебно се уочава разлика у вероватноћи отказа између система када немамо диверзити пријемник и када имамо диверзити пријемник. Ипак, уколико упоредимо случај када немамо диверзити пријемник и када имамо диверзити пријемник са две гране са случајем када имамо диверзити пријемник са две односно три гране, видећемо да се за први случај вероватноћа отказа више смањује у поређењу са другим случајем.

5.4. Капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером

У овом поглављу ће бити анализиран капацитет канала добијен применом ORA алгоритма адаптивног преноса у RF систему који на страни пријемника има диверзити MRC комбинер са L грана. Капацитет канала који остварујемо применом ORA алгоритма се добија на основу израза:

$$\langle C \rangle_{ORA} = B \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (5.4.1)$$

Уколико у горњем изразу заменимо функцију густину вероватноће за модел система без диверзити пријемника за $\alpha - \kappa - \mu$ модел фединга добијамо израз:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right] = \frac{\alpha}{2} K \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) e^{-\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1} d\gamma \quad (5.4.2)$$

док за случај модела система са диверзити MRC комбинером са L грана на страни пријемника добијамо израз:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right]^{MRC} = \frac{\alpha}{2} K^{MRC} \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1} d\gamma \quad (5.4.3)$$

$$K = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{1+\mu}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} e^{\kappa\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{\mu+2j-1}}{j!\Gamma(\mu+j)\bar{\gamma}^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}} \quad (5.4.4)$$

$$K^{MRC} = \frac{L\mu(1+\kappa)^{\frac{1+L\mu}{2}}}{\kappa^{\frac{L\mu-1}{2}} e^{\kappa L\mu}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{\left(L\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\right)^{L\mu+2j-1}}{j!\Gamma(L\mu+j)(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}}} \quad (5.4.5)$$

Применом правила (A.16) и (A.18) трансформишемо експоненцијалне и логаритамске функције из израза (5.4.2) и (5.4.3) тако да добијемо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right] = \frac{\alpha}{2} K \int_0^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1} G_{2,2}^{1,2} \left(\gamma \middle| \begin{matrix} 1,1 \\ 1,0 \end{matrix} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{\mu(1+\kappa)\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}} \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right) d\gamma \quad (5.4.6)$$

односно, за случај пријемника са MRC комбинером са L грана на страни пријемника:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right]^{MRC} = \frac{\alpha}{2} K^{MRC} \int_0^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1} G_{2,2}^{1,2} \left(\gamma \middle| \begin{matrix} 1,1 \\ 1,0 \end{matrix} \right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{L\mu(1+\kappa)\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \middle| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right) d\gamma \quad (5.4.7)$$

Пре него што применимо правила (A.3), (A.4), (A.11), (A.11.a) и (A.11.б) за решавање интеграла из израза (5.4.6) и (5.4.7) увешћемо релацију да је $(\alpha/2) = (l/k)$. Ова релација нам пружа велике могућности обзиром да параметар α не мора увек да има целобројну вредност. Тако на пример, уколико је параметар $\alpha = 0.8$, имамо да је вредност $l = 2$ и $k = 5$. На овај начин можемо да укључимо и вредности које нису целобројне за параметар α а да опет са друге стране имамо аналитичко решење које је засновано на Мајеровим функцијама. Након увођења ове релације и применом наведених правила добијемо аналитичке изразе за капацитете канала применом ORA алгоритма адаптивног преноса за случај система који на страни пријемника има диверзити MRC комбинер са L грана као и за случај система без диверзитија.

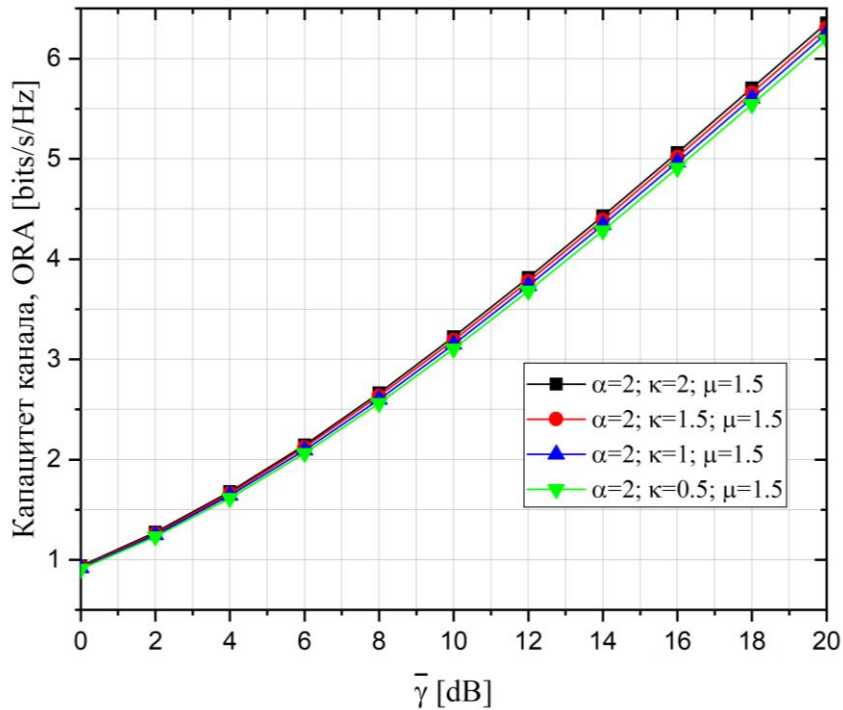
$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right] = \frac{\alpha\sqrt{k}}{2\ln(2)l(2\pi)^{\frac{2l+k-3}{2}}} K \times G_{2l,k+2l}^{k+2l,l} \left(\frac{(\mu(1+\kappa))^k}{\bar{\gamma}^l k^k} \middle| \begin{matrix} M\left(l, -\frac{\alpha(\mu+j)}{2}\right), M\left(l, 1 - \frac{\alpha(\mu+j)}{2}\right) \\ M(k, 0), M\left(l, -\frac{\alpha(\mu+j)}{2}\right), M\left(l, -\frac{\alpha(\mu+j)}{2}\right) \end{matrix} \right) \quad (5.4.8)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{ORA}}{B} \right]^{MRC} = \frac{\alpha \sqrt{k}}{2 \ln(2) l (2\pi)^{\frac{2l+k-3}{2}}} K^{MRC} \times G_{2l, k+2l}^{k+2l, l} \left(\frac{(L\mu(1+\kappa))^k}{(L\bar{\gamma})^l k^k} \left| \begin{matrix} M\left(l, -\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}\right), M\left(l, 1-\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}\right) \\ M(k, 0), M\left(l, -\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}\right), M\left(l, -\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}\right) \end{matrix} \right. \right) \quad (5.4.9)$$

У зависности од вредности параметра α , односно односа l/k , $M(s, t)$ рачунамо као:

$$M(s, t) = \frac{s}{t}, \frac{s+1}{t}, \dots, \frac{s+t-1}{t} \quad (5.4.10)$$

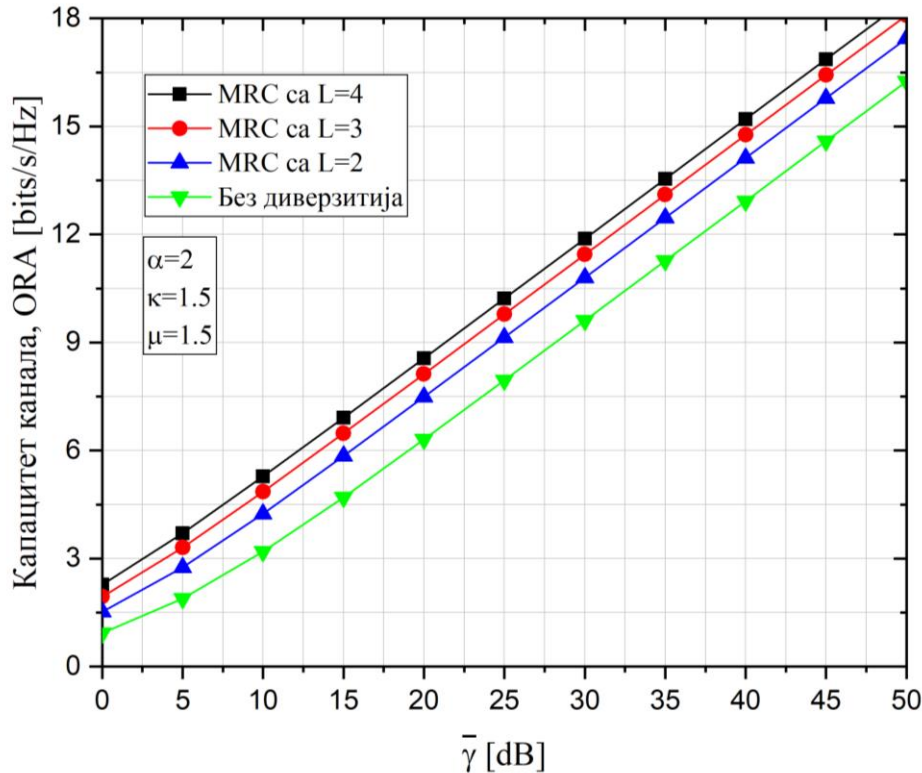
На слици 5.4.1 је приказан утицај односа између укупне снаге доминантних компоненти и укупне снаге расејаних таласа на капацитет канала који остварујемо применом ORA алгоритма адаптивног преноса. Као што се са слике може видети, са повећањем овог односа, повећава се и капацитет канала.



Слика 5.4.1. Капацитет канала применом ORA алгоритма адаптивног преноса за различите вредности параметра κ

На слици 5.4.2 је приказан утицај диверзитети пријемника са L грана на капацитет канала који остварујемо применом ORA алгоритма адаптивног преноса. Резултати су

добијени на основу аналитичких израза (5.4.6) и (5.4.7) док су вредности параметра приказане на самом графику. Како се са слике може видети, евидентно је повећање у оствареном капацитету када на страни користимо диверзити пријемник у односу на случај када на страни пријемника немамо диверзити пријемник. Са повећањем броја грана диверзити пријемника повећава се и капацитет који остварујемо.



Слика 5.4.2. Капацитет канала остварен применом ORA алгоритма адаптивног преноса за различити број грана диверзити пријемника

5.5. Капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером

У овом поглављу ће бити анализиран капацитет канала добијен применом OPRA алгоритма адаптивног преноса за случај када на страни пријемника постоји диверзити MRC комбинер са L грана. Такође, биће дат аналитички израз којим се одређује услов за ниво прага прекида. Капацитет канала који остварујемо применом OPRA алгоритма се добија на основу израза:

$$\langle C \rangle_{OPRA} = B \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (5.5.1)$$

при чему ниво прекида γ_0 мора да задовољи услов:

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (5.5.2)$$

Заменом једначина (5.2.5) и (5.2.6) у израз (5.5.2) добијамо услов који мора да задовољи ниво прага прекида γ_0 за случајеве када на страни пријемника имамо, односно, немамо диверзити пријемник са L грана. Израз (5.5.2) ћемо написати као:

$$\frac{1}{\gamma_0} \int_{\gamma_0}^{\infty} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma - \int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1 \quad (5.5.3)$$

$$\frac{\alpha}{2} K \times \left(\frac{1}{\gamma_0} \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma - \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \right) = 1 \quad (5.5.4)$$

$$\frac{\alpha}{2} K^{MRC} \times \left(\frac{1}{\gamma_0} \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma - \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \right) = 1^{MRC} \quad (5.5.5)$$

Изразе (5.5.4) и (5.5.5) додатно сређујемо тако што уводимо смену у интегралима која је једнака $\gamma^{\alpha/2} = x; \Rightarrow \gamma = x^{2/\alpha}; \Rightarrow d\gamma = \frac{2}{\alpha} x^{\frac{2}{\alpha}-1} dx$. Након тога добијамо изразе:

$$K \times \left(\frac{1}{\gamma_0} \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{\mu+j-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx - \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{\mu+j-\frac{2}{\alpha}-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \right) = 1 \quad (5.5.6)$$

$$K^{MRC} \times \left(\frac{1}{\gamma_0} \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{L\mu+j-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{x}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx - \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{L\mu+j-\frac{2}{\alpha}-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{x}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \right) = 1^{MRC} \quad (5.5.7)$$

Интеграле из израза (5.5.6) и (5.5.7) решавамо применом правила (A.23) након чега добијамо:

$$K \times \left(\frac{1}{\gamma_0} \left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma}^{\alpha/2}} \right)^{-(\mu+j)} \Gamma \left(\mu + j, \frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma}^{\alpha/2}} \gamma_0 \right) - \left(\frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma}^{\alpha/2}} \right)^{-(\mu+j-\frac{2}{\alpha})} \Gamma \left(\mu + j - \frac{2}{\alpha}, \frac{\mu(1+\kappa)}{\bar{\gamma}^{\alpha/2}} \gamma_0 \right) \right) = 1 \quad (5.5.8)$$

$$K^{MRC} \times \left(\frac{1}{\gamma_0} \left(\frac{L\mu(1+\kappa)}{(L\bar{\gamma})^{\alpha/2}} \right)^{-(L\mu+j)} \Gamma \left(L\mu + j, \frac{L\mu(1+\kappa)}{(L\bar{\gamma})^{\alpha/2}} \gamma_0 \right) - \left(\frac{L\mu(1+\kappa)}{(L\bar{\gamma})^{\alpha/2}} \right)^{-(L\mu+j-\frac{2}{\alpha})} \Gamma \left(L\mu + j - \frac{2}{\alpha}, \frac{L\mu(1+\kappa)}{(L\bar{\gamma})^{\alpha/2}} \gamma_0 \right) \right) = 1^{MRC} \quad (5.5.9)$$

где су K и K^{MRC} дефинисани изразима (5.4.4) и (5.4.5). За даље решавање израза (5.5.8) и (5.5.9) користимо софтвер *Wolfram Mathematica* и наредбу *FindRoot*.

Уколико заменимо једначине (5.2.5) и (5.2.6) у израз за капацитет канала (5.5.1), добијемо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right] = \frac{\alpha}{2} K \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \quad (5.5.10)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right]^{MRC} = \frac{\alpha}{2} K^{MRC} \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \quad (5.5.11)$$

У изразима (5.5.10) и (5.5.11) уведемо смену променљивих тако да је:

$$(\gamma/\gamma_0)^{\alpha/2} = x; \Rightarrow \gamma = x^{2/\alpha} \gamma_0; \Rightarrow d\gamma = \frac{2}{\alpha} x^{\frac{2}{\alpha}-1} \gamma_0 dx \text{ као и замену граница. Након сређивања}$$

добијемо да је:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right] = K \frac{\alpha \gamma_0^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}}{2 \ln(2)} \int_1^{\infty} \ln(x) x^{\mu+j-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{x \gamma_0^{\alpha/2}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \quad (5.5.12)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right]^{MRC} = K^{MRC} \frac{\alpha \gamma_0^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}}}{2 \ln(2)} \int_1^{\infty} \ln(x) x^{L\mu+j-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{x \gamma_0^{\alpha/2}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \quad (5.5.13)$$

Интеграли из израза (5.5.12) и (5.5.13) након примене правила (А.25) постају:

$$I = \frac{\partial \left(\left(\mu(1+\kappa) \frac{\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}} \right)^{-(\mu+j)} \Gamma \left(\mu+j, \mu(1+\kappa) \frac{\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}} \right) \right)}{\partial(\mu+j)} \quad (5.5.14)$$

$$I^{MRC} = \frac{\partial \left(\left(L\mu(1+\kappa) \frac{\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right)^{-(L\mu+j)} \Gamma \left(L\mu+j, L\mu(1+\kappa) \frac{\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right) \right)}{\partial(L\mu+j)} \quad (5.5.15)$$

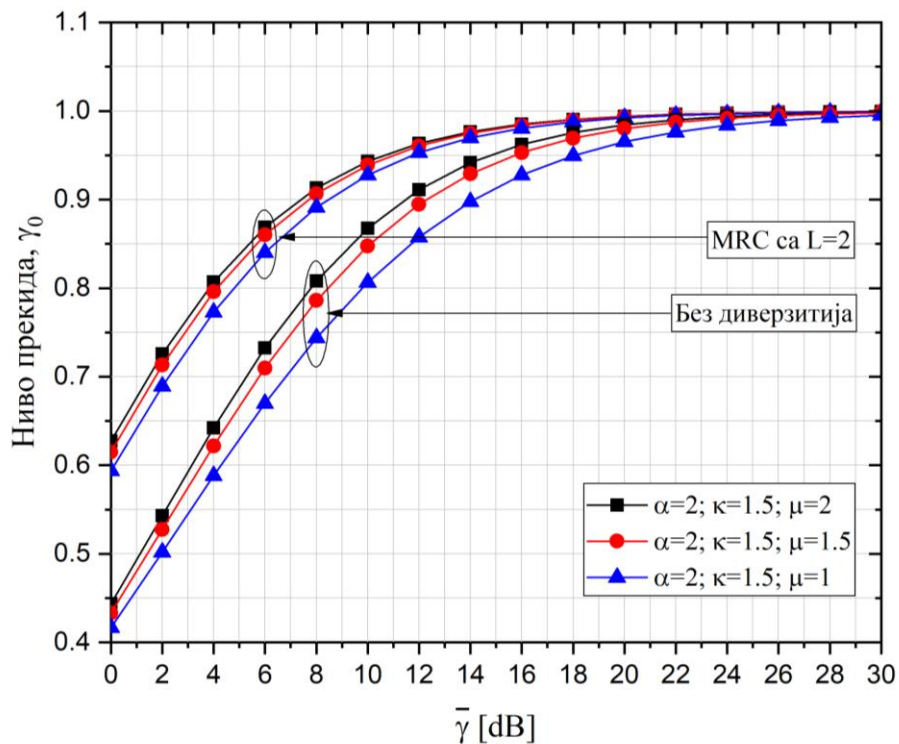
Применом правила (A.26) којим диференцирамо изразе (5.5.14) и (5.5.15) као и додатним математичким сређивања израза добијамо капацитет канала када примењујемо алгоритам адаптивног преноса, како за случај када на страни пријемника немамо диверзити комбинер, тако и за случај када на страни пријемника имамо диверзити комбинер.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right] = \frac{K\alpha\gamma_0^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}}}{2\ln(2)} \left(\frac{\mu(1+\kappa)\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}} \right)^{-(\mu+j)} G_{2,3}^{3,0} \left(\frac{\mu(1+\kappa)\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}} \middle| \begin{matrix} 1,1 \\ 0,0,\mu+j \end{matrix} \right) \quad (5.5.16)$$

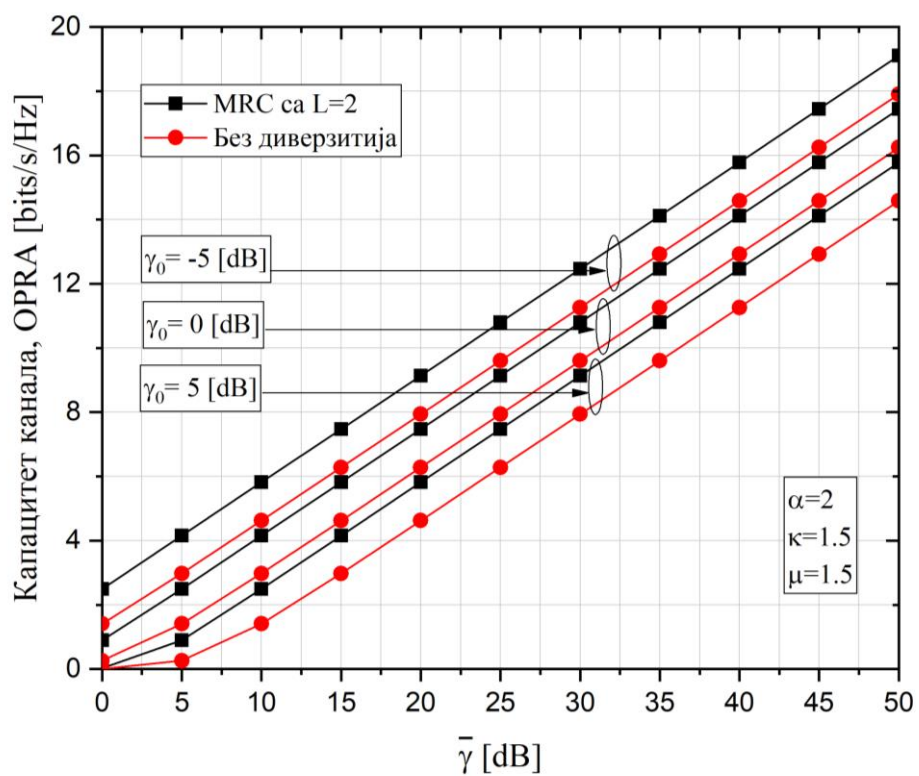
$$\left[\frac{\langle C \rangle_{OPRA}}{B} \right]^{MRC} = \frac{K^{MRC}\alpha\gamma_0^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}}}{2\ln(2)} \left(\frac{L\mu(1+\kappa)\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right)^{-(L\mu+j)} G_{2,3}^{3,0} \left(\frac{L\mu(1+\kappa)\gamma_0^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \middle| \begin{matrix} 1,1 \\ 0,0,L\mu+j \end{matrix} \right) \quad (5.5.17)$$

На слици 5.5.1 су приказани резултати добијени на основу израза (5.5.8) и (5.5.9). Резултати показују ниво прага прекида у зависности од $\bar{\gamma}$ и то за случајеве када на страни пријемника имамо диверзити комбинер са две гране и за случај када на страни пријемника немамо диверзити комбинер.

Резултати приказани на слици 5.5.1 се најбоље могу схватити уколико разумемо начин функционисања примењеног алгоритма. Алгоритам функционише тако што када су лоши услови у каналу (ниске вредности $\bar{\gamma}$ на страни пријема) предајник емитује мањом снагом док за боље услове у каналу (високе вредности $\bar{\gamma}$ на страни пријемника) предајник емитује већом снагом. Ниво прекида се самим тим повећава са повећањем вредности $\bar{\gamma}$.



Слика 5.5.1. Ниво прага прекида у зависности од примене диверзити комбинера на страни пријемника



Слика 5.5.2. Капацитет канала у зависности од нивоа прага прекида и броја грана диверзити пријемника

На слици 5.5.2 је приказан капацитет канала применом OPRA алгоритма адаптивног преноса за различите нивое прага прекида γ_0 у зависности од $\bar{\gamma}$. Разматрана су два случаја: када на страни пријемника имамо диверзити комбинер са две гране и када на страни пријемника немамо диверзити пријемник. Резултати су добијени на основу аналитичких израза (5.5.16) и (5.5.17).

Како је и раније речено и установљено, са смањењем нивоа прага прекида остварујемо већи капацитет канала и обрнуто, са повећањем нивоа прага прекида остварујемо мањи капацитет канала. Такође, видимо да остварујемо већи капацитет канала уколико на страни пријемника примењујемо диверзити комбинер, у овом случају, са две гране.

5.6. Капацитет канала добијен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером

Капацитет канала применом CIFR алгоритма адаптивног преноса је већ појашњен у претходним поглављима. Код FSO система преноса када је канал моделован Малага моделом атмосферске турбуленције видели смо да није могуће остварити капацитет применом овог алгоритма. Овде ћемо CIFR алгоритам адаптивног преноса применити на RF систем када је канал моделован $\alpha - \kappa - \mu$ моделом фединга и када на страни пријемника имамо диверзити комбинер као и када на страни пријемника немамо диверзити комбинер.

$$\langle C \rangle_{CIFR} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_0^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma} \right) \quad (5.6.1)$$

Заменимо једначина (5.2.5) и (5.2.6) у израз за капацитет канала (5.6.1), добијамо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{\alpha}{2} K \int_0^\infty \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma} \right) \quad (5.6.2)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right]^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{\alpha}{2} K^{MRC} \int_0^\infty \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma} \right) \quad (5.6.3)$$

Увођењем смене $\gamma^{\alpha/2} = x; \Rightarrow \gamma = x^{2/\alpha}; \Rightarrow d\gamma = \frac{2}{\alpha} x^{\frac{2}{\alpha}-1} dx$ имамо:

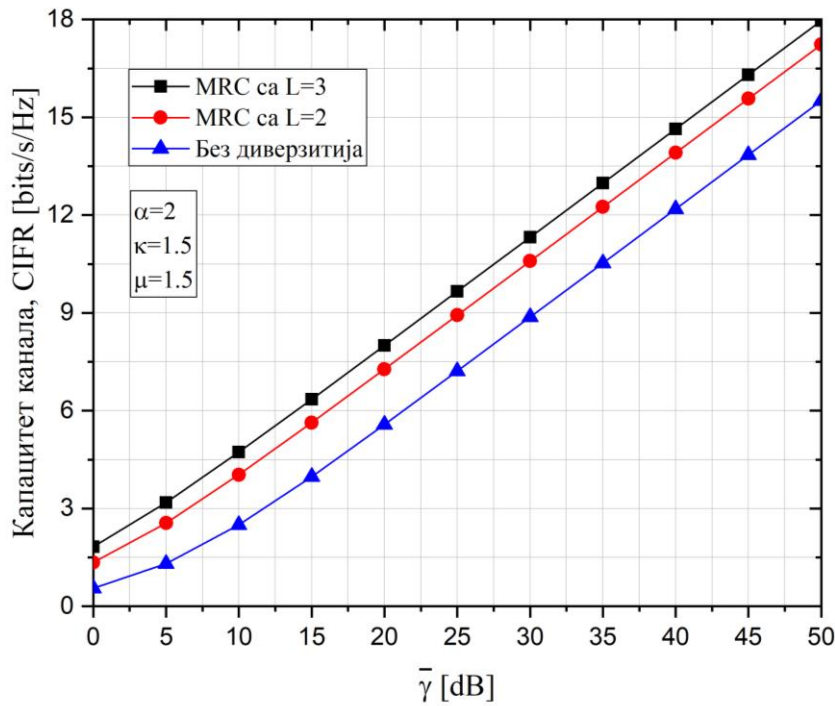
$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{K \int_0^\infty x^{\mu+j-\frac{2}{\alpha}-1} e^{-\mu(1+\kappa) \frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx} \right) \quad (5.6.4)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right]^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{K^{MRC} \int_0^\infty x^{L\mu+j-\frac{2}{\alpha}-1} e^{-L\mu(1+\kappa) \frac{x}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx} \right) \quad (5.6.5)$$

Применом правила (A.23) решавамо интеграле из претходних израза након чега добијамо капацитете канала.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mu^{j+\frac{2}{\alpha}} (1+\kappa)^{\frac{2}{\alpha}} \kappa^j \Gamma\left(\mu+j-\frac{2}{\alpha}\right)}{e^{x\mu} j! \Gamma(\mu+j) \bar{\gamma}}} \right) \quad (5.6.6)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{CIFR}}{B} \right]^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(L\mu)^{j+\frac{2}{\alpha}} (1+\kappa)^{\frac{2}{\alpha}} \kappa^j \Gamma\left(L\mu + j - \frac{2}{\alpha}\right)}{e^{\kappa L\mu} j! \Gamma(L\mu + j) L\bar{\gamma}}} \right) \quad (5.6.7)$$



Слика 5.6.1. Капацитет канала остварен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса за диверзити пријемник са L грана

На слици 5.6.1 су приказани резултати за капацитет канала добијен применом CIFR алгоритма адаптивног преноса. Резултати су добијени на основу аналитичких израза (5.6.6) и (5.6.7) за вредности параметара који су дати на графику.

Као и код претходних алгоритама тако и код овог, већи капацитет остварујемо када на страни пријемника имамо диверзити комбинер. Са повећањем броја грана на страни пријемника остварујемо и већи капацитет канала. Овај алгоритам адаптивног преноса се разликује од ORA и OPRA алгоритама јер је брзина преноса податка фиксна и примењује се на инвертовани канал.

5.7. Капацитет канала добијен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером

TIFR алгоритам адаптивног преноса такође има фиксну брзину преноса података. За разлику од CIFR алгоритма адаптивног преноса, TIFR алгоритам је ограничен нивоом прага прекида па се овим алгоритмом ограничава снага предајника. На овај начин може да се максимизира капацитет канала или да се постигне одређена вероватноћа отказа система. Капацитет канала који остварујемо применом TIFR алгоритма једнак је:

$$\langle C \rangle_{TIFR} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\int_{\gamma_0}^{\infty} \frac{1}{\gamma} f_{\gamma}(\gamma) d\gamma} \right) (1 - P_{out}) \quad (5.7.1)$$

где P_{out} означава вероватноћу отказа система.

Заменимо једначина (5.2.5) и (5.2.6) у израз за капацитет канала (5.7.1), добијамо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{\alpha}{2} K \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma} \right) \left(\frac{\alpha}{2} K \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+j)}{2}-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \right) \quad (5.7.2)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right]^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\frac{\alpha}{2} K^{MRC} \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1-1} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma} \right) \times \left(\frac{\alpha}{2} K^{MRC} \int_{\gamma_0}^{\infty} \gamma^{\frac{\alpha(L\mu+j)}{2}-1} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{\gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} d\gamma \right) \quad (5.7.3)$$

Увођењем смене $\gamma^{\alpha/2} = x; \Rightarrow \gamma = x^{2/\alpha}; \Rightarrow d\gamma = \frac{2}{\alpha} x^{\frac{2}{\alpha}-1} dx$ имамо:

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{K \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{\mu+j-\frac{2}{\alpha}-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx} \right) \left(K \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{\mu+j-1} e^{-\mu(1+\kappa)\frac{x}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \right) \quad (5.7.4)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right]^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{K^{MRC} \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{L\mu+j-\frac{2}{\alpha}-1} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{x}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx} \right) \times \left(K^{MRC} \int_{\gamma_0}^{\infty} x^{L\mu+j-1} e^{-L\mu(1+\kappa)\frac{x}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}}} dx \right) \quad (5.7.5)$$

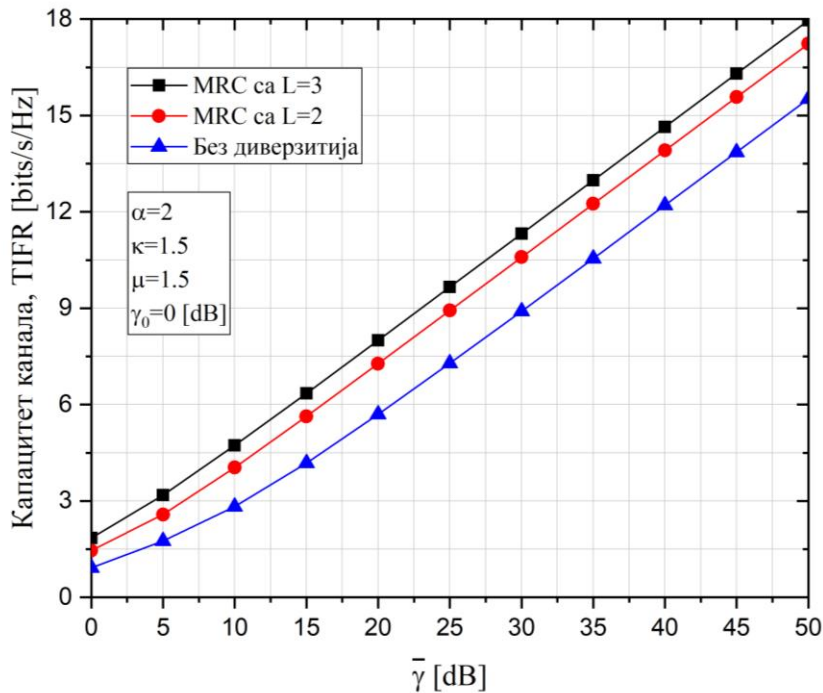
Применом правила (A.27) решавамо интеграле из оба горња израза. Додатним сређивањем добијамо завршне изразе за капацитете канала.

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right] = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sum_{j=0}^{\infty} \frac{\mu^{j+\frac{2}{\alpha}} (1+\kappa)^{\frac{2}{\alpha}} \kappa^j \Gamma\left(\mu+j-\frac{2}{\alpha}, \frac{\mu(1+\kappa)\gamma_0}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}\right)}{e^{\kappa\mu} j! \Gamma(\mu+j) \bar{\gamma}}} \right) \times \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\kappa\mu)^j \Gamma\left(\mu+j, \frac{\mu(1+\kappa)\gamma_0}{\bar{\gamma}^{\frac{\alpha}{2}}}\right)}{e^{\kappa\mu} j! \Gamma(\mu+j) \bar{\gamma}} \quad (5.7.6)$$

$$\left[\frac{\langle C \rangle_{TIFR}}{B} \right]^{MRC} = \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(L\mu)^{j+\frac{2}{\alpha}} (1+\kappa)^{\frac{2}{\alpha}} \kappa^j \Gamma \left(L\mu + j - \frac{2}{\alpha}, \frac{L\mu(1+\kappa)\gamma_0}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right)}{e^{\kappa L\mu} j! \Gamma(L\mu + j) L\bar{\gamma}}} \right) \quad (5.7.7)$$

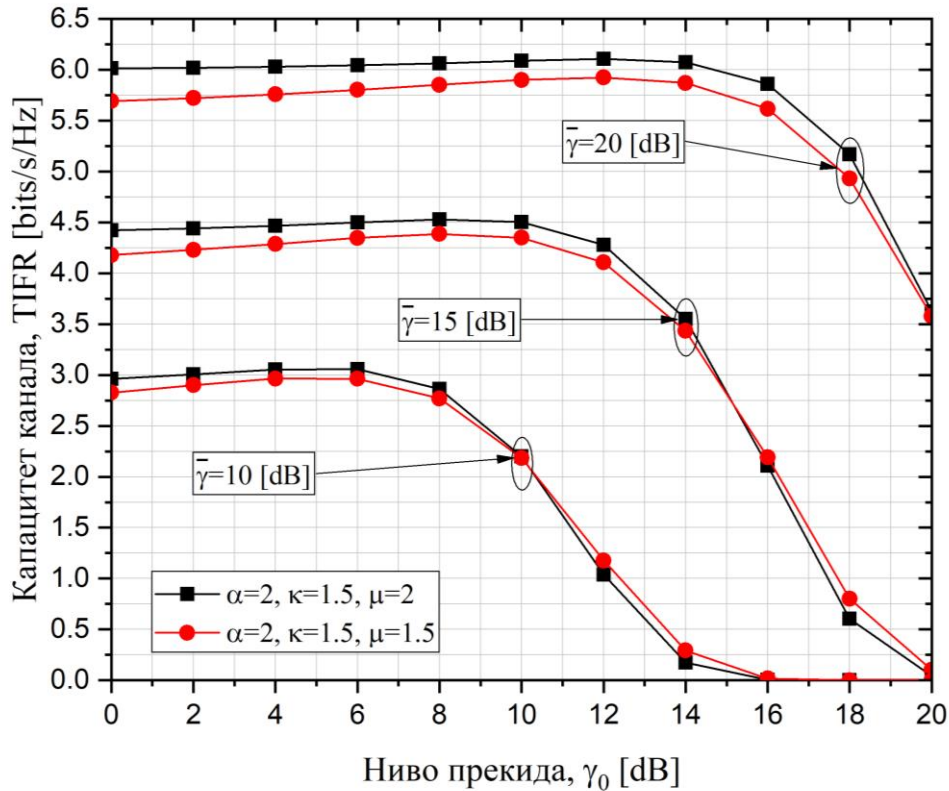
$$\times \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\kappa L\mu)^j \Gamma \left(L\mu + j, \frac{L\mu(1+\kappa)\gamma_0}{(L\bar{\gamma})^{\frac{\alpha}{2}}} \right)}{e^{\kappa L\mu} j! \Gamma(L\mu + j) L\bar{\gamma}}$$

На слици 5.7.1 је приказан капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса за случај диверзити пријемника и случај без диверзити пријемника. Резултати су добијени на основу аналитичких израза (5.7.6) и (5.7.7) када је ниво прага прекида $\gamma_0 = 0$ dB. Као и код претходних алгоритама адаптивног преноса са слике видимо да већи капацитет остварујемо уколико на страни пријемника имамо диверзити комбинер. Са повећањем броја грана диверзити пријемника повећава се и капацитет канала.



Слика 5.7.1. Капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса за различит број грана диверзити пријемника

Слика 5.7.2 представља капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса за различите вредности параметара μ и $\bar{\gamma}$ у зависности од нивоа прага прекида γ_0 .

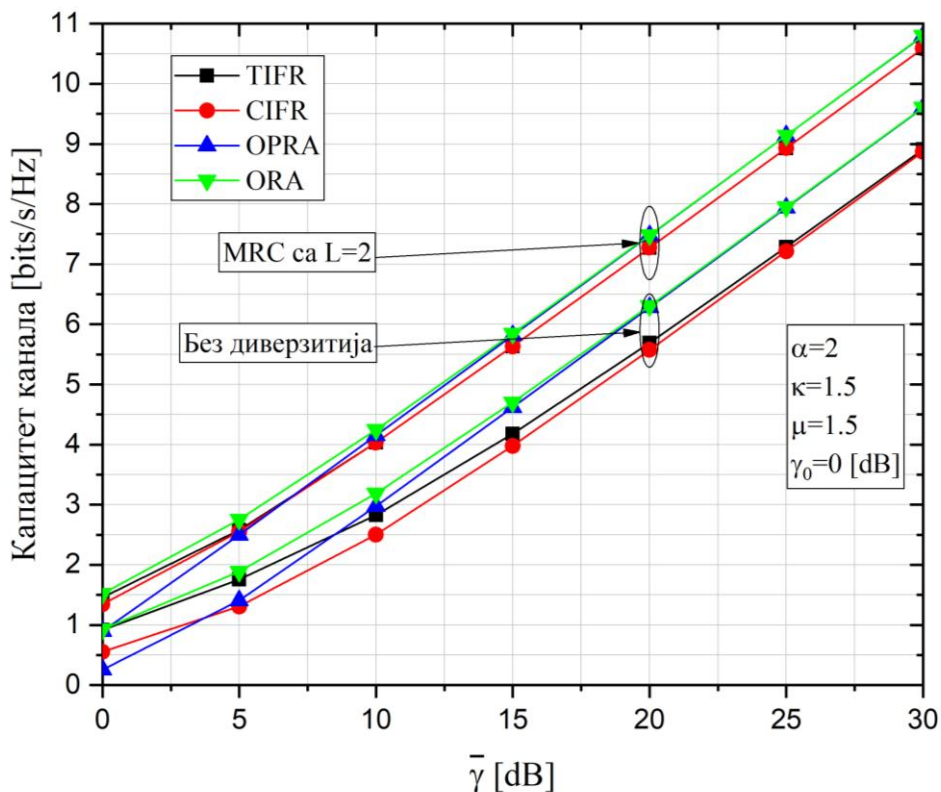


Слика 5.7.1. Капацитет канала остварен применом TIFR алгоритма адаптивног преноса за различите вредности параметара μ и $\bar{\gamma}$

Са повећањем вредности параметра $\bar{\gamma}$ повећава се и вредност нивоа прага прекида γ_0 . Већи капацитет остварујемо за веће вредности параметра $\bar{\gamma}$ што је и очекивано. Такође, и овде је потврђено да већи капацитет остварујемо са повећањем вредности параметра μ .

5.8. Компарација капацитета канала добијених применом алгоритама адаптивног преноса у RF систему са MRC комбинером

На крају овог поглавља биће приказана компарација остварених капацитета за сваки примењен алгоритам адаптивног преноса. Пријемник у једном случају има диверзити MRC комбинер са две гране док у другом случају нема диверзити комбинер.



Слика 5.8.1. Капацитет канала за различите алгоритме адаптивног преноса са и без диверзити пријемника

Са слике 5.8.1 се јасно види да остварујемо већи капацитет уколико на страни пријемника имамо диверзити комбинер. Поред тога што применом диверзити комбинера на страни пријемника повећавамо капацитет канала уједно видимо да и смањујемо разлику у оствареном капацитету између различитих алгоритама адаптивног преноса. Тако за случај без диверзити комбинера на страни пријемника имамо већу разлику у оствареном капацитету између алгоритама са фиксном брзином преноса података и оних који адаптирају брзину преноса података.

У другом случају, када примењујемо диверзити комбинер на страни пријемника видимо да се разлика у оствареном капацитету између алгоритама са фиксном брзином преноса података и алгоритама који адаптирају брзину преноса података смањује.

Резултати приказани на слици 5.8.1. су добијени на основу аналитичких израза и то:

- ORA алгоритам: Израз (5.4.8) за случај без диверзитија и израз (5.4.9) за случај са диверзитијем.
- OPRA алгоритам: Израз (5.5.16) за случај без диверзитија и израз (5.5.17) за случај са диверзитијем.
- CIFR алгоритам: Израз (5.6.6) за случај без диверзитија и израз (5.6.7) за случај са диверзитијем.
- TIFR алгоритам: Израз (5.7.6) за случај без диверзитија и израз (5.7.7) за случај са диверзитијем.

Иако се у свим овим изразима појављује бесконачна сума, нумеричким путем применом софтвера *Wolfram Mathematica* показали смо да сума конвергира за одређен број чланова у зависности од вредности параметара κ и μ док је вредност параметра $\alpha = 2$. У табели 5.8.1 су приказане вредности параметара κ и μ и број чланова за који сума конвергира. Приликом одређивања конвергенције суме нумеричким путем узета је пета значајна цифра.

Табела 5.8.1. Број чланова за који суме конвергирају у зависности од вредности параметара κ и μ .

	$\mu=1$	$\mu=1.5$	$\mu=2$
$\kappa=0.5$	8	8	9
$\kappa=1$	9	11	12
$\kappa=1.5$	11	14	15
$\kappa=2$	13	17	17

6. ЗАКЉУЧАК

У докторској дисертацији су разматрани алгоритми адаптивног преноса и њиховој утицај на повећање информационог капацитета и поузданост система. Ови алгоритми су примењени на систем бежичних оптичких комуникација као и на систем радио-фреквенцијских комуникација са диверзити пријемником. Добијени су аналитички изрази за вероватноћу отказа система, вероватноћу грешке по биту, повећање предајне снаге и капацитет канала. За добијање и потврђивање резултат представљених у дисертацији коришћене су различите научне методе од којих издвајамо аналитичке, статистичке, нумеричке, апроксимативне и симулационе.

У другој глави докторске дисертације дат је приказ и детаљно је описан начин функционисања система адаптивног преноса. Разматран је случај система који на основу информација о стању канала путем канала повратне спреге адаптира снагу предајника и/или брзину преноса података. Такође, објашњени су услови под којим систем функционише. За представљени систем разматрани су различити алгоритми адаптивног преноса и то: ORA, OPRA, CIFR и TIFR. Начин функционисања сваког од ових алгоритама је графички приказан и математички моделован. Обзиром да сваки алгоритам функционише на посебан начин како би задовољио математички модел којим је описан, направљен је и псеудо код извршавања сваког алгоритма. Функционалност представљених алгоритама је описана корак по корак. У наставку поглавља је представљен модел канала. За статистичко моделовање канала коришћен је Малага модел атмосферске турбуленције. Поред тога, представљен је утицај атмосферског слабљења и грешке позиционирања. На крају овог поглавља представљен је комбиновани модел и функција густине вероватноће у зависности од интензитета сигнала као и у зависности од тренутног односа сигнал-шум. Обзиром да

се грешка позиционирања састоји из две компоненте, прецизности ласера и цитера у овом поглављу је дата функција густине вероватноће у односу на интензитет сигнала за случај када грешка позиционирања настала услед прецизности ласера не постоји и за случај када грешка позиционирања настала услед прецизности ласера постоји. Имајући у виду да се оптички пријемници и предајници инсталирају на врховима високих зграда те да су подложни вибрацијама које настају налетима ветра или земљотресима или људском фактору приликом инсталације аналитички изрази за функцију густине вероватноће дати у овом поглављу докторске дисертације имају изузетан значај и допринос.

У трећем поглављу дисертације су приказане мере перформанси система без адаптације. Прво је приказана вероватноћа отказа FSO система као мера перформансе која указује на поузданост система. Вероватноћа отказа система је приказана када је сигнал изложен различитим јачинама атмосферске турбуленције за случајеве када постоји атмосферско слабљење и када постоји грешка позиционирања. Ова мера перформанси система је приказана у односу на интензитет сигнала за случајеве када грешка прецизности ласера постоји и када грешка прецизности ласера не постоји. Показано је да је систем поузданији односно да је вероватноћа отказа система мања уколико је прецизност помераја ласера мања. Са повећањем вредности помераја ласера повећава се и вероватноћа отказа система. Однос ширине снопа и полупречника детектора, ниво прага прекида такође утичу на поузданост система. Са повећањем ових односа систем постаје непоузданији. Такође, вероватноћа отказа система је дата у односу на тренутни ниво односа сигнал-шум за различите јачине атмосферске турбуленције, различите нивое прагове прекида и технике детектовања. Уколико упоређујемо технике детектовања, у дисертацији је показано да хетеродинска детекција гарантује мању вероватноћу отказа ситема. Са друге стране, због своје једноставности у пракси се чешће користи директна детекција. Повећање јачине атмосферске турбуленције неповољно утиче на поузданост система баш као и повећање нивоа прага прекида. Анализом резултата представљених у дисертацији је показано да без обзира на јачину атмосферске турбуленције имамо већу вероватноћу отказа система уколико не постоји добра усклађеност између предајника и пријемника. У наставку поглавља је приказана вероватноћа грешке по биту у односу на интензитет сигнала који је изложен различитим јачинама атмосферске турбуленције, атмосферског слабљења и грешке позиционирања настале услед непрецизности ласера. Аналитички

израз за вероватноћу грешке по биту за овај случај је први пут предствален у овој дисертацији што је још један од доприноса ове дисертације. Као и код вероватноће отаказа система и овде је показано да вредност параметра прецизности помераја ласера негативно утиче на вероватноћу грешке по биту уколико се повећава. Представљена је и вероватноћа грешке по биту у односу на тренутни однос сигнал-шум када је сигнал под утицајем атмосферског слабљења, различитих јачина атмосферских турбуленција и грешке позиционирања која је проузрокована цитером. Утицај технике која комбинује интензитетску модулацију са подносиоцем са различитим бинарним модулацијама и квадратурном амплитудском модулацијом на вероватноћу грешке по биту је такође предствален. Тако је показано да без обзира на јачину атмосферске турбуленције најмању вероватноћу грешке по биту имамо уколико примењујемо BPSK модулацију док највећу вероватноћу грешке по биту имамо уколико примењујемо NBFSK модулацију. Уколико упоређујемо 4 QAM и 128 QAM показано је да већу вероватноћу грешке по биту имао за случај 128 QAM. Опет, пресудни утицај на вероватноћу грешке по биту има прецизност ласера. Још један од доприноса ове дисертације представља анализа повећање предајне снаге за случај када је прецизност ласера постоји и када прецизност ласера не постоји. Показано је да је потребно веће повећање снаге како би се одржала мања вероватноћа грешке по биту, док је за већу вероватноћу грешке по биту потребно мање повећање снаге. Такође, у дисертацији је показано да је вероватноћа грешке по биту најмања за слабу турбуленцију када је вредност параметра прецизности ласера једнак нули, па је за одржавање тог нивоа вероватноће грешке по биту потребно највеће повећање снаге. Аналогно томе, највећа вероватноћа грешке по биту је за случај јаке атмосферске турбуленције када је вредност параметра помераја прецизности ласера већи од нуле, а самим тим је потребно и најмање повећање снаге како би се тај ниво вероватноће грешке по биту одржао на истом нивоу.

У четвртном поглављу дисертације показана је анализа система са адаптивним преносом за случајеве када се адаптира снага предајника и брзина преноса података. У овом поглављу су детаљно истражени и приказани резултати капацитета канала применом алгоритама адаптивног преноса који су појашњени у другом поглављу ове дисертације када је канал моделован Малага моделом атмосферске турбуленције а сигнал је изложен атмосферском слабљењу и грешки позиционирања проузрокованој цитером. Алгоритми су анализирани за интензитетску модулацију са директном и хетеродинском детекцијом за различите јачине атмосферске турбуленције у односу на

тренутни ниво сигнал-шум. Код ORA алгоритма адаптивног преноса је показано да већи капацитет остварујемо уколико примењујемо хетеродинску детекцију. Такође, показано је да већи капацитет остварујемо за услове слабе атмосферске турбуленције када је прецизност ласера проузрокована цитером занемарљива. Посебна пажња је посвећена алгоритмима са прагом прекида преноса, односно адаптацији снаге предајника и режиму рада предајника у тим случајевима. Тако је за OPRA алгоритам разматрана и показана нормализација снаге предајника и утицај нивоа прекида на снагу предајника. За овај алгоритам је први пут дат аналитички израз којим се израчунава снага предајника када је као модел атмосферске турбуленције коришћен Малага модел. Такође, аналитички израз за капацитет канала када се примењује овај алгоритам адаптивног преноса за Малага модел атмосферске турбуленције до сада није представљен у литератури и представља још један допринос ове дисертације. Показано је да са повећањем нивоа прага прекида остварујемо већи капацитет канала. Међутим, уколико бесконачно повећавамо ниво прага прекида теоретски можемо да остваримо бесконачан капацитет канала. Пошто у пракси имамо ограничење у предајној снази која је повезана са нивоом прага прекида, то је израз за нормализовани капацитет канала тачнији јер се њиме добија реалан капацитет канала. Без обзира колико смањујемо или повећамо ниво прага прекида, постоји горња граница капацитета који можемо да остваримо. Уколико за моделовање атмосферске турбуленције користимо Малага модел, у дисертацији је показано да CIFR алгоритам адаптивног преноса не можемо да применимо. За TIFR алгоритам су разматрани различити режими рада предајника када комуникација између предајника и пријемника не постоји, односно, када је ниво односа сигнал-шум испод одређеног нивоа прага прекида. На овај начин постигнути су значајни резултати и дат допринос у оптимизацији рада и снаге предајника који су приближнији реалном понашању предајника у FSO системима. Када је предајник у режиму максималне снаге, имамо већи ниво прага прекида али и бржу регенерацију канала. Најмањи ниво прага прекида имамо у случају када је предајник у режиму минималне снаге с тим да је у тим ситуацијама и регенерација канала мања. На крају поглавља је дата компаративна анализа остварених капацитета применом сваког од алгоритама адаптивног преноса. Применом хетеродинске детекције остварујемо веће капацитете канала без обзира на јачину атмосферске турбуленције. Модел симулације и апроксимација добијених резултата представља још један допринос ове дисертације.

У петом поглављу дисертације представљена је анализа адаптивног преноса у бежичним радио-фреквенцијским комуникационим системима. За моделовање канала у дисертацији је коришћен α - κ - μ модел фединга. Као и у случају бежичних оптичких комуникација у слободном простору и овде је извршена анализа капацитета канала применом алгоритама адаптивног преноса. Поред алгоритама адаптивног преноса, на разматрани RF систем је примењен диверзити пријемник са L антена. Представљен је утицај различитих параметара фединга на капацитет канала. Такође је приказана и количина фединга и вероватноћа отказа система за различите вредности параметара α - κ - μ модела као и оптимални ниво прекида за OPRA алгоритам адаптивног преноса. Код вероватноће отказа система кључна ствар је у броју грана диверзити пријемника. Са повећањем броја грана диверзити пријемника смањује се вероватноћа отказа система. Посебно се уочава разлика у вероватноћи отказа између система када немамо диверзити пријемник и када имамо диверзити пријемник. Ипак, уколико упоредимо случај када немамо диверзити пријемник и када имамо диверзити пријемник са две гране са случајем када имамо диверзити пријемник са две односно три гране, видећемо да се за први случај вероватноћа отказа више смањује у поређењу са другим случајем. У дисертацији је показано да остварујемо већи капацитет уколико на страни пријемника имамо диверзити комбинер. Поред тога што применом диверзити комбинера на страни пријемника повећавамо капацитет канала уједно видимо да и смањујемо разлику у оствареном капацитету између различитих алгоритама адаптивног преноса. Тако за случај без диверзити комбинера на страни пријемника имамо већу разлику у оствареном капацитету између алгоритама са фиксном брзином преноса података и оних који адаптирају брзину преноса података. У другом случају, када примењујемо диверзити комбинер на страни пријемника видимо да се разлика у оствареном капацитету између алгоритама са фиксном брзином преноса података и алгоритама који адаптирају брзину преноса података смањује.

ДОДАТАК А

Додатак А служи за детаљније појашњавање индетитета, израза и релација који се користе приликом математичког израчунавања представљених у дисертацији.

Трансформација модификоване Беселове функције $K_\nu(x)$ преко Мајерове G-функције се врши применом идентитета (8.4.23.1) из [135]:

$$K_\nu(2\sqrt{x}) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(x \middle| \begin{matrix} - \\ \nu/2, -\nu/2 \end{matrix} \right) \quad (\text{A.1})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи Мајерову G-функцију дато је (07.34.21.0085.01) у [131]:

$$\int_a^\infty \tau^{\alpha-1} (\tau-a)^{\beta-1} G_{p,q}^{m,n} \left(\omega \tau^{\frac{l}{k}} \middle| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right) d\tau = \frac{k^\mu l^{-\beta} \Gamma(\beta)}{(2\pi)^{c^*(k-1)} a^{1-\alpha-\beta}} \times G_{kp+l, kq+l}^{km+l, kn} \left(\frac{\omega^k a^l}{k^{k(q-p)}} \middle| \begin{matrix} \frac{a_1}{k}, \dots, \frac{a_1+k-1}{k}, \dots, \frac{a_p}{k}, \dots, \frac{a_p+k-1}{k}, \frac{1-\alpha}{l}, \dots, \frac{l-\alpha}{l} \\ \frac{1-\alpha-\beta}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-\beta}{l}, \frac{b_1}{k}, \dots, \frac{b_1+k-1}{k}, \frac{b_q}{k}, \dots, \frac{b_q+k-1}{k} \end{matrix} \right) \quad (\text{A.2})$$

при чему су параметри c^* и μ дефинисани као (07.34.21.0016.01) и (07.34.21.0018.01) у [131]:

$$c^* = m + n - \frac{p+q}{2} \quad (\text{A.3})$$

$$\mu = \sum_{j=1}^q b_j - \sum_{j=1}^p a_j + \frac{p-q}{2} + 1 \quad (\text{A.4})$$

Трансформација Мајерове G-функције може се извршити применом формуле (07.34.16.0001.01) из [131]

$$G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} \alpha + a_1, \dots, \alpha + a_n, \alpha + a_{n+1}, \dots, \alpha + a_p \\ \alpha + b_1, \dots, \alpha + b_m, \alpha + b_{m+1}, \dots, \alpha + b_q \end{matrix} \right. \right) = z^\alpha G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.5})$$

Трансформација модификоване Беселове функције $K_\nu(x)$ може се извршити применом идентитета (03.04.06.0002.01) из [131]:

$$K_\nu(z) = \frac{\pi \csc(\pi\nu)}{2} \left(\sum_{j=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{2j-\nu}}{\Gamma(j-\nu+1)j!} - \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(z/2)^{2j+\nu}}{\Gamma(j+\nu+1)j!} \right) \quad (\text{A.6})$$

при чему важи да је $\csc(x) = 1/\sin(x)$.

За решавање интеграла који садржи Беселову функцију користимо израз (6.643.2) из [134]:

$$\int_0^{\infty} x^{\mu-\frac{1}{2}} e^{-\alpha x} I_{2\nu}(2\beta\sqrt{x}) dx = \frac{\Gamma\left(\mu+\nu+\frac{1}{2}\right)}{\Gamma(2\nu+1)} \beta^{-1} e^{\frac{\beta^2}{2\alpha}} \alpha^{-\mu} M_{-\mu,\nu}\left(\frac{\beta^2}{\alpha}\right) \quad (\text{A.7})$$

при чему мора бити испуњен услов $\text{Re}(\mu+\nu+1/2) > 0$, а $M_{\mu,\nu}(\cdot)$ представља Витакерова функцију.

Витакерова функција $M_{\mu,\nu}(\cdot)$ се може трансформисати применом правила (07.44.03.0041.01) из [131]:

$$M_{\frac{m-1}{2}, \frac{m}{2}}(z) = e^{-\frac{z}{2}} z^{\frac{1-m}{2}} m! \left(e^z - \sum_{k=0}^{m-1} \frac{z^k}{k!} \right) \quad (\text{A.8})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи Мајерову G-функцију дато је (07.34.21.0084.01) у [131]:

$$\int_0^a \tau^{\alpha-1} (\tau-a)^{\beta-1} G_{p,q}^{m,n} \left(\omega \tau^k \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) d\tau = \frac{k^\mu l^{-\beta} \Gamma(\beta)}{(2\pi)^{c(k-1)} a^{1-\alpha-\beta}} \times G_{kp+l, kq+l}^{km, kn+l} \left(\frac{\omega^k a^l}{k^{k(q-p)}} \left| \begin{matrix} \frac{1-\alpha}{l}, \dots, \frac{l-\alpha}{l}, \frac{a_1}{k}, \dots, \frac{a_1+k-1}{k}, \dots, \frac{a_p}{k}, \dots, \frac{a_p+k-1}{k} \\ \frac{b_1}{k}, \dots, \frac{b_1+k-1}{k}, \dots, \frac{b_q}{k}, \dots, \frac{b_q+k-1}{k}, \frac{1-\alpha-\beta}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-\beta}{l} \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.9})$$

Функција грешке се може трансформисати преко Мајерове G-функције што је дато у (06.27.26.0006.01) у [131]:

$$\text{erfc}(\sqrt{z}) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \left(z \left| \begin{matrix} 1 \\ 0, \frac{1}{2} \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.10})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи производ две Мајерове G-функције дато је (07.34.21.0013.01) у [131]:

$$\int_0^{\infty} \tau^{\alpha-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\sigma \tau \left| \begin{matrix} c_1, \dots, c_t, c_{t+1}, \dots, c_u \\ d_1, \dots, d_s, d_{s+1}, \dots, d_v \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\omega \tau^k \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) d\tau =$$

$$\frac{k^\mu l^{(v-u)\alpha+\rho-1}}{(2\pi)^{b^*(l-1)+c^*(k-1)} \sigma^\alpha} G_{kp+lv, kq+lu}^{km+lt, kn+ls} \left(\frac{\omega^k k^{k(p-q)}}{\sigma^l l^{l(u-v)}} \left| \begin{matrix} \Xi \\ \Upsilon \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.11})$$

где су Ξ и Υ :

$$\Xi = \frac{a_1}{k}, \dots, \frac{a_1+k-1}{k}, \dots, \frac{a_n}{k}, \dots, \frac{a_n+k-1}{k}, \frac{1-\alpha-d_1}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-d_1}{l}, \dots,$$

$$\frac{1-\alpha-d_s}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-d_s}{l}, \frac{1-\alpha-d_{s+1}}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-d_{s+1}}{l}, \dots, \frac{1-\alpha-d_v}{l}, \dots,$$

$$\dots, \frac{l-\alpha-d_v}{l}, \frac{a_{n+1}}{k}, \dots, \frac{a_{n+1}+k-1}{k}, \dots, \frac{a_p}{k}, \dots, \frac{a_p+k-1}{k} \quad (\text{A.11.a})$$

$$\Upsilon = \frac{b_1}{k}, \dots, \frac{b_1+k-1}{k}, \dots, \frac{b_m}{k}, \dots, \frac{b_m+k-1}{k}, \frac{1-\alpha-c_1}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-c_1}{l}, \dots,$$

$$\frac{1-\alpha-c_t}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-c_t}{l}, \frac{1-\alpha-c_{t+1}}{l}, \dots, \frac{l-\alpha-c_{t+1}}{l}, \dots, \frac{1-\alpha-c_u}{l}, \dots,$$

$$\dots, \frac{l-\alpha-c_u}{l}, \frac{b_{m+1}}{k}, \dots, \frac{b_{m+1}+k-1}{k}, \dots, \frac{b_q}{k}, \dots, \frac{b_q+k-1}{k} \quad (\text{A.11.б})$$

Параметри c^* и μ су дати у једначинама (А.3) и (А.4) док се параметри b^* и ρ могу израчунати као у једначинама (07.34.21.0015.01) и (07.34.21.0017.01) у [131], редом:

$$b^* = s + t - \frac{u+v}{2} \quad (\text{A.12})$$

$$\rho = \sum_{j=1}^v d_j - \sum_{j=1}^u c_j + \frac{u-v}{2} + 1 \quad (\text{A.13})$$

Применом правила (07.34.03.0002.01) из [131] можемо смањити ред Мајерове G-функције:

$$G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_{m-1}, a_p, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) = G_{p-1,q-1}^{m-1,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_{p-1} \\ b_1, \dots, b_{m-1}, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.14})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи Мајерову G-функцију дато је (07.34.21.0009.01) у [131]:

$$\int_0^{\infty} t^{\alpha-1} G_{p,q}^{m,n} \left(zt \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) dt = z^{-\alpha} \frac{\prod_{k=1}^m \Gamma(\alpha + b_k) \prod_{k=1}^n \Gamma(1 - \alpha - a_k)}{\prod_{k=n+1}^p \Gamma(\alpha + a_k) \prod_{k=m+1}^q \Gamma(1 - \alpha - b_k)} \quad (\text{A.15})$$

Правило којим трансформишемо експоненцијалну функцију у Мајер G-функцију је дато изразом (01.03.26.0004.01) у [131]:

$$e^z = G_{0,1}^{1,0} \left(-z \left| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.16})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи производ две Мајерове G-функције дато је (07.34.21.0011.01) у [131]:

$$\int_0^{\infty} \tau^{\alpha-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\tau w \left| \begin{matrix} c_1, \dots, c_t, c_{t+1}, \dots, c_u \\ d_1, \dots, d_s, d_{s+1}, \dots, d_v \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\tau z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) d\tau = \\ w^{-\alpha} G_{p+v,q+u}^{m+t,n+s} \left(\frac{z}{w} \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, 1-\alpha-d_1, \dots, 1-\alpha-d_v, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, 1-\alpha-c_1, \dots, 1-\alpha-c_u, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.17})$$

Правило којим се Логаритамска функција трансформише у Мајерову G-функцију дато је (01.05.26.0002.01) у [131]:

$$\log_a(1+z) = \frac{1}{\log(a)} G_{2,2}^{1,2} \left(z \left| \begin{matrix} 1, 1 \\ 1, 0 \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.18})$$

Правило којим се Логаритамска функција трансформише у Хипергеометријску функцију дато је (01.04.26.000.01) у [131]:

$$\log(z) = (z-1) {}_2F_1(1, 1; 2; 1-z) \quad (\text{A.19})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи производ Мајерове G-функције и Хипергеометријске функције дато је (2.24.8.3) у [135]:

$$\int_d^{\infty} x^{\alpha-1} (x-d)^{c-1} {}_2F_1 \left(a, b; c; 1 - \frac{x}{d} \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\omega x^k \left| \begin{matrix} (a_p) \\ (b_q) \end{matrix} \right. \right) dx = \\ \frac{k^{\mu} l^{-c} \Gamma(c)}{(2\pi)^{c^*(k-1)} d^{1-c-\alpha}} G_{kp+2l, kq+2l}^{km+2l, kn} \left(\frac{\omega^k d^l}{k^{k(p-q)}} \left| \begin{matrix} \Delta(k, (a_p)), \Delta(l, 1-\alpha), \Delta(l, 1+a+b-c-\alpha) \\ \Delta(l, 1+a-c-\alpha), \Delta(l, 1+b-c-\alpha), \Delta(k, (b_q)) \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.20})$$

Правило којим се диференцира Мајерова G-функције функција дато је (07.34.20.0002.01) у [131]:

$$\frac{\partial G_{p,q}^{m,n} \left(z \left| \begin{matrix} a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right)}{\partial z} = \frac{1}{z} G_{p+1,q+1}^{m,n+1} \left(z \left| \begin{matrix} 0, a_1, \dots, a_n, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, 1, b_{m+1}, \dots, b_q \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.21})$$

Трансформација модификоване Беселове функције $I_\nu(\cdot)$ се постиже применом правила (8.445) дефинисаног у [134]:

$$I_\nu(z) = \sum_{j=0}^{\infty} \frac{1}{j! \Gamma(\nu + j + 1)} \left(\frac{z}{2} \right)^{\nu + 2j} \quad (\text{A.22})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи комбинацију експоненцијалне и степене функције дато је (3.381/4) у [134]:

$$\int_0^{\infty} x^{\nu-1} e^{-\mu x} dx = \frac{1}{\mu^\nu} \Gamma(\nu) \quad (\text{A.23})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи комбинацију експоненцијалне и степене функције дато је (3.381/1) у [134]:

$$\int_0^u x^{\nu-1} e^{-\mu x} dx = \mu^{-\nu} \gamma(\nu, \mu u) \quad (\text{A.24})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи степену, експоненцијалну и логаритамску функцију дато је изразом (4.358/1) у [134]:

$$\int_1^{\infty} x^{\nu-1} e^{-\mu x} \ln(x)^m dx = \frac{\partial^m (\mu^{-\nu} \Gamma(\nu, \mu))}{\partial \nu^m} \quad (\text{A.25})$$

Правило којим се диференцира некомплетна Гама функција је дато изразом (06.06.20.0011.01) у [131]:

$$\frac{\partial \Gamma(a, z)}{\partial a} = \Gamma(a, z) \log(z) + G_{2,3}^{3,0} \left(z \left| \begin{matrix} 1, 1 \\ 0, 0, a \end{matrix} \right. \right) \quad (\text{A.26})$$

Правило којим се решава интеграл који садржи комбинацију експоненцијалне и степене функције дато је (3.381/3) у [134]:

$$\int_u^{\infty} x^{\nu-1} e^{-\mu x} dx = \mu^{-\nu} \Gamma(\nu, \mu u) \quad (\text{A.27})$$

ЛІТЕРАТУРА

- [1] C. E. Shannon, “A Mathematical Theory of Communication,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, no. July 1948, pp. 379–423, 1948.
- [2] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital Communications*, 5th editio. New York: McGraw-Hill Education, 2007.
- [3] M. Ibnkahla, *SIGNAL PROCESSING FOR MOBILE COMMUNICATIONS HANDBOOK*, 1st editio. New York: CRC Press, 2004.
- [4] H. Willebrand and B. S. Ghuman, *Free-Space Optics : Enabling Optical Connectivity in Today’s Networks*, 1st editio. Indianapolis: Sams Publishing, 2001.
- [5] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication Over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*, 1st editio. New York: JOHN WILEY & SONS, INC., 2000.
- [6] S. Arnon, J. R. Barry, G. K. Karagiannidis, R. Schober, and M. Uysal, *Advanced Optical Wireless Communication Systems*. New York: Cambridge University Press, 2012.
- [7] S. Hranilovic, *Wireless Optical Communication Systems*. New York: Springer, 2005.
- [8] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, and S. Rajbhandari, *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB®*, 1st editio. Boca Raton: CRC Press, 2017.
- [9] H. Kaushal, V. K. Jain, and S. Kar, “Free-Space Optical Channel Models,” in *Free Space Optical Communication (Optical Networks)*, New York: Springer, 2017, pp. 41–89.
- [10] K. Kikuchi, “Coherent Optical Communications: Historical Perspectives and Future Directions,” in *High Spectral Density Optical Communication Technologies*, Berlin: Springer-Verlag, 2010, pp. 11–49.
- [11] A. Al-Habash, L. C. Andrews, and R. L. Phillips, “Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media,” *Opt. Eng.*, vol. 40, no. 8, pp. 1554–1562, 2001.
- [12] M. A. Kashani, M. Uysal, and M. Kavehrad, “A Novel Statistical Channel Model for Turbulence-Induced Fading in Free-Space Optical Systems,” *J. Light. Technol.*, vol. 33, no. 11, pp. 2303–2312, 2015.

-
- [13] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, J. F. Paris, M. Castillo-Vázquez, and A. Puerta-Notario, "Impact of pointing errors on the performance of generalized atmospheric optical channels," *Opt. Express*, vol. 20, no. 11, pp. 12550–12562, 2012.
- [14] H. G. Sandalidis, T. A. Tsiftsis, and G. K. Karagiannidis, "BER Performance of FSO Links over Strong Atmospheric Turbulence Channels with Pointing Errors," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 1, pp. 44–46, 2008.
- [15] A. Jurado-Navas *et al.*, "Fade statistics of M -turbulent optical links," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2017, no. 1, 2017.
- [16] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, J. F. Paris, and A. Puerta-Notario, "A Unifying Statistical Model for Atmospheric Optical Scintillation," in *Numerical Simulations of Physical and Engineering Processes*, New York: InTech, 2011, pp. 181–206.
- [17] W. G. Alheadary, K. Park, and M.-S. Alouini, "Performance analysis of multihop heterodyne free-space optical communication over general Malaga turbulence channels with pointing error," *Opt. - Int. J. Light Electron Opt.*, vol. 151, no. 2017, pp. 34–47, 2017.
- [18] I. S. Ansari, F. Yilmaz, and M.-S. Alouini, "Performance Analysis of Free-Space Optical Links Over Malaga (M) Turbulence Channels with Pointing Errors," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 15, no. 1, pp. 91–102, 2016.
- [19] M. M. Smilić, D. N. Milić, P. Spalević, and Z. Nikolić, "Performance of Free Space Optical Communication in Malaga Channel with Zero/Non-Zero Boresight Pointing Error," in *5th International Conference IcETran 2018*, 2018, pp. 1230–1235.
- [20] W. G. Alheadary, K.-H. Park, and M.-S. Alouini, "Bit error rate analysis of free-space optical communication over general Malaga turbulence channels with pointing error," in *2016 IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, 2016, pp. 1–6.
- [21] W. G. Alheadary, K.-H. Park, and M.-S. Alouini, "Performance analysis of subcarrier intensity modulation using rectangular QAM over Malaga turbulence channels with integer and non-integer β ," *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 16, no. 16, pp. 2730–2742, 2016.
- [22] D. N. Milić, D. B. Djošić, Č. M. Stefanović, M. M. Smilić, and S. N. Suljović, "Outage performance of multi-branch SC receiver over correlated Weibull channel in the presence of correlated Rayleigh co-channel interference," *Facta Univ. Ser. Autom.*
-

-
- Control Robot.*, vol. 14, no. 3, pp. 183–191, 2015.
- [23] R. Barrios, “Exponentiated Weibull Fading Channel Model in Free-Space Optical Communications under Atmospheric Turbulence,” Universitat Politècnica de Catalunya, 2013.
- [24] Z. Jing, Z. Shang-Hong, Z. Wei-Hu, L. Yun, and L. Xuan, “Performance of mixed RF/FSO systems in exponentiated Weibull distributed channels,” *Opt. Commun.*, vol. 405, no. March, pp. 244–252, 2017.
- [25] X. Yi and M. Yao, “Free-space communications over exponentiated Weibull turbulence channels with nonzero boresight pointing errors,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 3, pp. 2904–2917, 2015.
- [26] M. R. Bhatnagar and S. Member, “On the Capacity of Decode-and-Forward Relaying over Rician Fading Channels,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 17, no. 6, pp. 1100–1103, 2013.
- [27] S. Atapattu, C. Tellambura, and H. Jiang, “A mixture gamma distribution to model the SNR of wireless channels,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 10, no. 12, pp. 4193–4203, 2011.
- [28] F. Yang, J. Cheng, and T. A. Tsiftsis, “Free-Space Optical Communication with Nonzero Boresight Pointing Errors,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 2, pp. 713–725, 2014.
- [29] M. Z. Hassan, M. J. Hossain, and J. Cheng, “Ergodic capacity comparison of optical wireless communications using adaptive transmissions,” *Opt. Express*, vol. 21, no. 17, pp. 20346–20362, 2013.
- [30] P. Varzakas, “Average channel capacity for Rayleigh fading spread spectrum MIMO systems,” *Int. J. Commun. Syst.*, vol. 19, pp. 1081–1087, 2006.
- [31] T. Nechiporenko, K. T. Phan, C. Tellambura, and H. H. Nguyen, “On the capacity of Rayleigh fading cooperative systems under adaptive transmission,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 8, no. 4, pp. 1626–1631, 2009.
- [32] M. I. Petković, D. N. Milić, and G. T. Đorđević, “Optimisation of subcarrier intensity modulation binary phase-shift keying free space optical link with avalanche photodiode receiver influenced by gamma–gamma atmospheric turbulence and pointing errors,” *IET Commun.*, vol. 10, no. 12, pp. 1473–1479, 2016.
- [33] L. Kong, W. Xu, L. Hanzo, H. Zhang, and C. Zhao, “Performance of a Free Space Optical Relay-Assisted Hybrid RF/FSO System in Generalized M-distributed
-

-
- Channels,” *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 5, pp. 1–19, 2015.
- [34] L. C. Andrews, M. A. Al-Habash, C. Y. Hopen, and R. L. Phillips, “Theory of optical scintillation: Gaussian-beam wave model,” *Waves in Random Media*, vol. 11, no. 3, pp. 271–291, 2001.
- [35] L. C. Andrews, “Theory of optical scintillation,” *J. Opt. Soc. Am. A*, vol. 16, no. 6, pp. 1417–1429, 1999.
- [36] I. Tosellia *et al.*, “Scintillation index of optical plane wave propagating through non Kolmogorov moderate-strong turbulence,” *Opt. Atmos. Propag. Adapt. Syst. X*, vol. 6747, pp. 1–12, 2007.
- [37] G. K. Varotsos, H. E. Nistazakis, M. I. Petković, G. T. Đorđević, and G. S. Tombras, “SIMO optical wireless links with nonzero boresight pointing errors over M modeled turbulence channels,” *Opt. Commun.*, vol. 403, no. February, pp. 391–400, 2017.
- [38] D. Milić, M. Smilić, B. Nikolić, M. Tuba, and P. Spalević, “Capacity of Adaptive Free Space Optical Transmission over Malaga Turbulence with Pointing Error using Truncated Channel Inversion,” in *7th International Symposium on Digital Forensics and Security (ISDFS)*, 2019, pp. 1–6.
- [39] P. V Trinh, T. C. Thang, and A. T. Pham, “Mixed mmWave RF/FSO Relaying Systems Over Generalized Fading Channels With Pointing Errors,” *IEEE Photonics J.*, vol. 9, no. 1, 2017.
- [40] A. K. M. N. Islam and S. P. Majumder, “Effect of Pointing Error on the BER Performance of an Optical CDMA FSO Link with SIK Receiver,” *J. Opt. Commun.*, vol. 38, no. 4, pp. 445–451, 2017.
- [41] H. Wu, H. Yan, and X. Li, “Performance analysis of bit error rate for free space optical communication with tip-tilt compensation based on gamma – gamma distribution,” *Opt. Appl.*, vol. XXXIX, no. 3, pp. 533–545, 2009.
- [42] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, J. F. Paris, M. Castillo-Vázquez, and A. Puerta-Notario, “General analytical expressions for the bit error rate of atmospheric optical communication systems,” *Opt. Lett.*, vol. 36, no. 20, pp. 4095–4097, 2011.
- [43] K. P. Peppas, “A New Formula for the Average Bit Error Probability of Dual-Hop Amplify-and-Forward Relaying Systems over Generalized Shadowed Fading Channels,” *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 1, no. 2, pp. 85–88, 2012.
- [44] M. M. Smilić, Z. H. Perić, D. N. Milić, A. V Marković, and M. Savić, “Influence of zero and non-zero boresight pointing errors on bit-error rate free-space optic
-

-
- transmission over Málaga atmospheric channel,” *Opt. Appl.*, vol. XLVIII, no. 2, pp. 179–189, 2018.
- [45] A. Jahid, P. Das, and S. P. Majumder, “Bit Error Rate (BER) Performance of a Free Space Optical(FSO) Link Considering the Effect of Cloud-Induced Fading,” *Glob. J. Res. Eng. F Electr. Electron. Eng.*, vol. 15, no. 6, 2015.
- [46] F. Yilmaz and M. S. Alouini, “A novel unified expression for the capacity and bit error probability of wireless communication systems over generalized fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, no. 7, pp. 1862–1876, 2012.
- [47] K. Prabu, S. Bose, and D. S. Kumar, “BPSK based Subcarrier Intensity Modulated Free Space Optical System in Combined Strong Atmospheric Turbulence,” *Opt. Commun.*, vol. 305, no. 2013, pp. 185–189, 2013.
- [48] A. Marković, S. Panić, B. Jakšić, P. Spalević, and M. Smilić, “ANALISYS OF THE INFLUENCE OF COMMUNICATION PARAMETERS OF FSO CHANNELS ON THE RECEPTION QUALITY,” *Univ. THOUGHT*, vol. 7, no. 1, pp. 32–35, 2017.
- [49] M. I. Petković, G. T. Đorđević, D. N. Milić, and B. V Vasić, “BER Analysis of IM / DD FSO System with APD Receiver Over Gamma-Gamma Turbulence,” *SERBIAN J. Electr. Eng.*, vol. 11, no. 1, pp. 61–72, 2014.
- [50] Y. Ren *et al.*, “Atmospheric turbulence effects on the performance of a free space optical link employing orbital angular momentum multiplexing,” *Opt. Lett.*, vol. 38, no. 20, pp. 4062–4065, 2013.
- [51] K. P. Peppas, A. N. Stassinakis, H. E. Nistazakis, and G. S. Tombras, “Capacity Analysis of Dual Amplify-and- Forward Relayed Free-Space Optical Communication Systems Over Turbulence Channels With Pointing Errors,” vol. 5, no. 9, pp. 1032–1042, 2013.
- [52] M. I. Petkovic, A. M. Cvetkovic, G. T. Djordjevic, and G. K. Karagiannidis, “Outage Performance of the Mixed RF/FSO Relaying Channel in the Presence of Interference,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 96, no. 2, pp. 2999–3014, 2017.
- [53] J.-Y. Wang, J.-B. Wang, M. Chen, Y. Tang, and Y. Zhang, “Outage Analysis for Relay-Aided Free-Space Optical Communications Over Turbulence Channels With Nonzero Boresight Pointing Errors,” *IEEE Photonics J.*, vol. 6, no. 4, 2014.
- [54] M. I. Petković, A. M. Cvetković, G. T. Đorđević, and G. K. Karagiannidis, “Outage Performance of the Mixed RF/FSO Relaying Channel in the Presence of Interference,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 96, no. 2, pp. 2999–3014, Sep. 2017.
-

-
- [55] M. Milišić, M. Hamza, and M. Hadžialić, “BEP/SEP and outage performance analysis of L-branch maximal-ratio combiner for k - μ fading,” *Int. J. Digit. Multimed. Broadcast.*, vol. 2009, 2009.
- [56] M. M. Smilić, S. Panić, M. Savić, P. Spalević, and D. N. Milić, “HK DISTRIBUTION MODEL FOR ATMOSPHERIC TURBULENCE CHANNEL UNDER THE INFLUENCE OF POINTING ERRORS,” *Univ. THOUGHT*, vol. 6, no. 2, pp. 27–31, 2016.
- [57] M. I. Petković, G. T. Đorđević, and D. N. Milić, “BER Performance of IM/DD FSO System with OOK using APD Receiver,” *RADIOENGINEERING*, vol. 23, no. 1, pp. 480–487, 2014.
- [58] H. Kaushal and G. Kaddoum, “Optical Communication in Space: Challenges and Mitigation Techniques,” *IEEE Commun. Surv. Tutorials*, vol. 19, no. 1, pp. 57–96, 2017.
- [59] R. L. Freeman, *Fundamentals of Telecommunications*, 2nd editio. New Jersey: JOHN WILEY & SONS, INC., 2005.
- [60] R. Boluda-Ruiz, A. García-Zambrana, B. Castillo-Vázquez, and C. Castillo-Vázquez, “Impact of nonzero boresight pointing error on ergodic capacity of MIMO FSO communication systems,” *Opt. Express*, vol. 24, no. 4, pp. 3513–3534, 2016.
- [61] J. M. Romero-Jerez and F. J. Lopez-Martinez, “Fundamental capacity limits of spectrum-sharing in Hoyt (Nakagami- q) fading channels,” in *IEEE Vehicular Technology Conference*, 2016, pp. 1–6.
- [62] I. S. Ansari, “Ergodic Capacity Analysis of Free-Space Optical Links with Nonzero Boresight Pointing Errors,” *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 14, no. 8, pp. 4248–4264, 2015.
- [63] A. Lapidoth, S. M. Moser, and M. A. Wigger, “On the Capacity of Free-Space Optical Intensity Channels,” *IEEE Trans. Inf. THEORY*, vol. 55, no. 10, pp. 4449–4461, 2009.
- [64] K. P. Peppas, A. N. Stassinakis, G. K. Topalis, H. E. Nistazakis, and G. S. Tombras, “Average Capacity of Optical Wireless Communication Systems Over I-K Atmospheric Turbulence Channels,” *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 4, no. 12, pp. 1026–1032, 2012.
- [65] A. García-Zambrana, C. Castillo-Vázquez, and B. Castillo-Vázquez, “Rate-adaptive FSO links over atmospheric turbulence channels by jointly using repetition coding and silence periods,” *Opt. Express*, vol. 18, no. 24, pp. 25422–25440, 2010.
-

-
- [66] T. Aldalgamouni, A. M. Magableh, S. Mater, and O. S. Badarneh, "Capacity analysis of $\alpha - \eta - \mu$ channels over different adaptive transmission protocols," *IET Commun.*, vol. 11, no. 7, pp. 1114–1122, 2017.
- [67] M. S. Salah, "Adaptive Free Space Optical Transmission Methods," University of South Australia, 2016.
- [68] S. Srividya, "Channel Capacity of Adaptive Transmission Schemes using MRC Diversity over $k - \mu$ Fading Channels," *Int. J. Res. Innov. Technol.*, vol. 4, no. 4, pp. 1–5, 2017.
- [69] M. Smilić, Z. Nikolić, D. Milić, P. Spalević, and S. Panić, "Comparison of adaptive algorithms for free space optical transmission in Málaga atmospheric turbulence channel with pointing errors," *IET Commun.*, vol. 13, no. 11, pp. 1578–1585, 2019.
- [70] M. S. Alouini and A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh fading channels under different adaptive transmission and diversity-combining techniques," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, no. 4, pp. 1165–1181, 1999.
- [71] R. Mohamed, M. H. Ismail, F. Newagy, and H. M. Mourad, "Closed-form Capacity Expressions for the $\alpha - \mu$ Fading Channel with SC Diversity under Different Adaptive Transmission Strategies," *Frequenz*, vol. 67, no. 3, pp. 127–137, 2013.
- [72] A. García-Zambrana, C. Castillo-Vázquez, and B. Castillo-Vázquez, "Rate-Adaptive Free-Space Optical Links Over Atmospheric Turbulence and Misalignment Fading Channels," in *Optical Communication*, New York: InTech, 2012, pp. 321–340.
- [73] A. M. Magableh and M. M. Matalgah, "Closed-form expressions for the average channel capacity of the $\alpha - \mu$ fading model under different adaptive transmission protocols," *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 15, no. 1, pp. 192–191, 2015.
- [74] H. Xiao and S. Ouyang, "On the capacity of Weibull fading MIMO channels under different adaptive transmission techniques," in *Proceedings - 2009 WRI International Conference on Communications and Mobile Computing, CMC 2009*, 2009, vol. 1, no. 1, pp. 241–245.
- [75] T. Rakia, Hong-Chuan Yang, F. Gebali, and M.-S. Alouini, "Power Adaptation Based on Truncated Channel Inversion for Hybrid FSO/RF Transmission With Adaptive Combining," *IEEE Photonics J.*, vol. 7, no. 4, pp. 1–12, Aug. 2015.
- [76] S. T. Chung and A. J. Goldsmith, "Degrees of Freedom in Adaptive Modulation: A Unified View," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, 2001.
- [77] R. Subadar and A. D. Singh, "Channel capacity of adaptive receivers with L-SC
-

-
- systems in κ - μ Fading channels,” in *Proceedings - 2012 International Conference on Communication, Information and Computing Technology, ICCICT 2012*, 2012, pp. 1–5.
- [78] A. J. Goldsmith and S.-G. Chua, “Variable-Rate Variable-Power MQAM for Fading Channels Andrea,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, no. 10, pp. 1218–1230, 1997.
- [79] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya, “Capacity of fading channels with channel side information,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1986–1992, 1997.
- [80] M. Smilić, D. Milić, Z. Nikolić, P. Spalević, and N. Stanojević, “Normalized Capacity of Free Space Optical Link in Malaga Channel with Pointing Error using Power and Rate Adaptation Technique,” in *14th International Conference on Advanced Technologies, Systems and Services in Telecommunications (TELSIKS 2019)*, 2019, pp. 181–184.
- [81] S. Panić, M. Stefanović, J. Anastasov, and P. Spalević, *Fading and Interference Mitigation in Wireless Communications*, 1st editio. Boca Raton: CRC Press, 2013.
- [82] M. K. Simon and M.-S. Alouini, “Capacity of Fading Channels,” in *Digital Communication over Fading Channels*, 2005, pp. 863–881.
- [83] M. Stefanović, J. Anastasov, S. Panić, P. Spalević, and Ć. Dolićanin, “Channel capacity analysis under various adaptation policies and diversity techniques over fading channels,” in *Wireless Communications and Networks*, InTech, 2012, pp. 281–302.
- [84] L. Moreno-Pozas, F. J. Lopez-Martinez, J. F. Paris, and E. Martos-Naya, “The κ - μ Shadowed Fading Model: Unifying the κ - μ and η - μ Distributions,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 65, no. 12, pp. 9630–9641, 2016.
- [85] M. D. Yacoub, “The κ - μ distribution and the η - μ distribution,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 1, pp. 68–81, 2007.
- [86] M. D. Yacoub, “The α - η - κ - μ Fading Model,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 8, pp. 3597–3610, 2016.
- [87] G. Fraidenraich and M. D. Yacoub, “The α - η - μ and α - κ - μ Fading Distributions,” in *IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2006, pp. 16–20.
- [88] P. Ć. Spalević, B. S. Jakšić, B. P. Prlinčević, I. Dinić, and M. M. Smilić, “Signal moments at the output from the macrodiversity system with three MRC micro diversity receivers in the presence of κ - μ fading,” in *12th International Conference on*
-

- [89] N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, and G. S. Tombras, “Selection diversity receivers in Weibull fading: outage probability and average signal-to-noise ratio,” *J. Pak. Med. Assoc.*, vol. 39, no. 25, pp. 1859–1860, 2003.
- [90] S. R. Panić, D. M. Stefanović, I. M. Petrović, M. Č. Stefanović, J. A. Anastasov, and D. S. Krstić, “Second-order statistics of selection macro-diversity system operating over Gamma shadowed κ - μ fading channels,” *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2011, no. 1, pp. 92–96, 2011.
- [91] D. S. Krstić, V. Doljak, M. Č. Stefanović, and B. S. Jakšić, “Second order statistics of macrodiversity SC receiver output signal over Gamma shadowed K- μ multipath fading channel,” *Proc. 2016 Int. Conf. Broadband Commun. Next Gener. Networks Multimed. Appl. CoBCom 2016*, pp. 1–6, 2016.
- [92] M. Akbari, M. R. Manesh, A. A. El-Saleh, and A. W. Reza, “Receiver diversity combining using evolutionary algorithms in rayleigh fading channel,” *Sci. World J.*, vol. 2014, 2014.
- [93] J. Li, A. Bose, and Y. Q. Zhao, “Rayleigh flat fading channels’ capacity,” in *3rd Annual Communication Networks and Services Research Conference (CNSR’05)*, 2005, vol. 3, no. 1, pp. 214–217.
- [94] T. Aldalgamouni, A. M. Magableh, and A. Al-Hubaishi, “Performance of selected diversity techniques over the α - μ fading channels,” *WSEAS Trans. Commun.*, vol. 12, no. 2, pp. 41–51, 2013.
- [95] R. Subadar and P. R. Sahu, “Performance of L-MRC Receiver over Exponentially Correlated η - μ Fading Channels,” *Adv. Wirel. Mob. Commun.*, vol. 10, no. 1, pp. 171–181, 2017.
- [96] D. Dixit and P. R. Sahu, “Performance of L-Branch MRC receiver in η - μ And κ - μ fading channels for QAM signals,” *IEEE Wirel. Commun. Lett.*, vol. 1, no. 4, pp. 316–319, 2012.
- [97] P. Das and R. Subadar, “Performance of L -SC Receiver over Generalized K -fading Channels,” in *8th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT)*, 2017, pp. 1–10.
- [98] E. Salahat and A. Hakam, “Performance Analysis of $\alpha - \eta - \mu$ and $\alpha - \kappa - \mu$ Generalized Mobile Fading Channels,” in *20th European Wireless Conference*, 2014,

-
- pp. 1–6.
- [99] H. Katiyar, “PERFORMANCE ANALYSIS OF SPACE DIVERSITY IN α - μ FADING CHANNEL,” *Int. JOURNAL Electr. Electron. Eng.*, vol. 7, no. 2, pp. 38–46, 2015.
- [100] N. Milosević, M. Č. Stefanović, Z. Nikolić, P. Spalević, and Č. Stefanović, “Performance Analysis of Interference-Limited Mobile-to-Mobile κ - μ Fading Channel,” *Wirel. Pers. Commun.*, vol. 101, no. 3, pp. 1685–1701, 2018.
- [101] B. Talha, S. Primak, and M. Pätzold, “On the statistical properties of equal gain combining over mobile-to-mobile fading channels in cooperative networks,” in *IEEE International Conference on Communications*, 2010, pp. 1–6.
- [102] N. Djordjević, B. S. Jakšić, A. Matović, M. Matović, and M. Smilić, “Moments of microdiversity egc receivers and macrodiversity sc receiver output signal over gamma shadowed nakagami-m multipath fading channel,” *J. Electr. Eng.*, vol. 66, no. 6, pp. 348–351, 2015.
- [103] P. S. Bithas and A. A. Rontogiannis, “Mobile Communication Systems in the Presence of Fading/Shadowing, Noise and Interference,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 63, no. 3, pp. 724–737, 2015.
- [104] M. Stefanović, B. Jakšić, C. Stefanović, A. Marković, M. M. Smilić, and I. Dinić, “Level Crossing Rate of Macrodiversity System With Three Microdiversity Sc Receivers Operating Over Gamma Shadowed Multipath Fading,” in *Proceedings of INTERNATIONAL SCIENTIFIC CONFERENCE UNITECH*, 2014, pp. 174–179.
- [105] A. V Marković, Z. H. Perić, D. B. Đošić, M. M. Smilić, and B. S. Jakšić, “Level Crossing Rate of Macrodiversity System Over Composite Gamma Shadowed Alpha-Kappa-Mu Multipath Fading Channel,” *FACTA Univ. Ser. Autom. Control Robot.*, vol. 14, no. 2, pp. 99–109, 2015.
- [106] Z. J. Mitrović, B. Z. Nikolić, G. T. Đorđević, and M. Č. Stefanović, “Influence of Imperfect Carrier Signal Recovery on Performance of SC Receiver of BPSK Signals Transmitted over α - μ Fading Channel,” *Electronics*, vol. 13, no. 1, pp. 58–62, 2009.
- [107] B. S. Jakšić, M. Č. Stefanović, D. Aleksić, D. Radenković, and S. Minić, “First-Order Statistical Characteristics of Macrodiversity System with Three Microdiversity MRC Receivers in the Presence of k - μ Short-Term Fading and Gamma Long-Term Fading,” *J. Electr. Comput. Eng.*, vol. 2016, 2016.
- [108] N. Milosević, Č. Stefanović, Z. Nikolić, M. Bandjur, and M. Č. Stefanović, “First- and
-

-
- Second-Order Statistics of Interference-Limited Mobile-to-Mobile Weibull Fading Channel,” *J. Circuits, Syst. Comput.*, vol. 27, no. 11, pp. 1–16, 2018.
- [109] P. C. Sofotasios, S. Muhaidat, M. Valkama, M. Ghogho, and G. K. Karagiannidis, “Entropy and Channel Capacity under Optimum Power and Rate Adaptation over Generalized Fading Conditions,” *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 22, no. 11, pp. 2162–2166, 2015.
- [110] H. Huang and C. Yuan, “Cooperative spectrum sensing over generalized fading channels based on energy detection,” *China Commun.*, vol. 15, no. 5, pp. 128–137, 2018.
- [111] M. M. Smilić, B. S. Jakšić, D. N. Milić, S. R. Panić, and P. Ć. Spalević, “Channel Capacity of the Macrodiversity Sc System in the Presence of Kappa-Mu Fading and Correlated Slow Gamma Fading,” *FACTA Univ. Ser. Electron. Energ.*, vol. 31, no. 3, pp. 447–460, 2018.
- [112] P. Yang, Y. Wu, and H. Yang, “Capacity of Nakagami-m Fading Channel With BPSK/QPSK Modulations,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 3, pp. 564–567, 2017.
- [113] X. Li, X. Chen, J. Zhang, Y. Liang, and Y. Liu, “Capacity Analysis of α - η - κ - μ Fading Channels,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 21, no. 6, pp. 1449–1452, 2017.
- [114] R. Subadar and P. R. Sahu, “Capacity analysis of dual -SC and -MRC systems over correlated Nakagami-m fading channels with non-identical and arbitrary fading parameters,” in *Proceedings of 16th National Conference on Communications, NCC 2010*, 2010, pp. 1–5.
- [115] D. B. da Costa and M. D. Yacoub, “Average channel capacity for generalized fading scenarios,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 11, no. 12, pp. 949–951, 2007.
- [116] J. A. Anastasov, Z. M. Marjanović, D. N. Milić, and G. T. Đorđević, “Average BER and Noisy Reference Loss of Partially Coherent PSK Demodulation over Shadowed Multipath Fading Channel,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 14, no. 8, 2018.
- [117] M. Savić, M. M. Smilić, and B. S. Jakšić, “ANALYSIS OF SHANNON CAPACITY FOR SC AND MRC DIVER- SITY SYSTEMS IN $\alpha - \kappa - \mu$ FADING CHANNEL,” *Univ. THOUGHT*, vol. 8, no. 2, pp. 61–66, 2018.
- [118] P. M. Shankar, “Analysis of microdiversity and dual channel macrodiversity in shadowed fading channels using a compound fading model,” *AEU - Int. J. Electron. Commun.*, vol. 62, no. 6, pp. 445–449, 2008.
- [119] A. Bessate and F. El Bouanani, “A tight approximate analytical framework for
-

-
- performance analysis of equal gain combining receiver over independent Weibull fading channels,” *Eurasip J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2017, no. 1, 2017.
- [120] T. A. Tsiftsis, “Performance of heterodyne wireless optical communication systems over gamma-gamma atmospheric turbulence channels,” *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 5, pp. 372–373, 2008.
- [121] J. M. Garrido-Balsells, A. Jurado-Navas, J. F. Paris, M. Castillo-Vázquez, and A. Puerta-Notario, “Novel formulation of the M model through the Generalized-K distribution for atmospheric optical channels,” *Opt. Express*, vol. 23, no. 5, pp. 6345–6358, 2015.
- [122] J. M. Garrido-Balsells, J. F. Lopez-Martinez, M. Castillo-Vázquez, A. Jurado-Navas, and A. Puerta-Notario, “Performance analysis of FSO communications under LOS blockage,” *Opt. Express*, vol. 25, no. 11, pp. 25278–25294, 2017.
- [123] F. J. López-González, A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, M. Castillo-Vázquez, and A. Puerta-Notario, “Characterization of sub-channel based Málaga atmospheric optical links with real β parameter,” *Opt. Appl.*, vol. XLVII, no. 4, pp. 544–556, 2017.
- [124] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, M. Castillo-Vázquez, A. Puerta-Notario, I. Monroy Tafur, and J. J. Olmos Vegas, “Optimal threshold detection for Málaga turbulent optical links,” *Opt. Appl.*, vol. XLVI, no. 4, pp. 577–595, 2016.
- [125] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, V. Ahmadi, and E. Leitgeb, “MIMO Free-Space Optical Communication Employing Subcarrier Intensity Modulation in Atmospheric Turbulence Channels,” in *International Conference on Communications Infrastructure, Systems and Applications in Europe*, 2009, pp. 61–73.
- [126] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd editio. New York: Springer, 2000.
- [127] H. G. Sandalidis, T. A. Tsiftsis, and G. K. Karagiannidis, “Optical Wireless Communications With Heterodyne Detection Over Turbulence Channel With Pointing Errors,” *J. Light. Technol.*, vol. 27, no. 20, pp. 4440–4445, 2009.
- [128] M. Niu, J. Cheng, and J. F. Holzman, “Error Rate Performance Comparison of Coherent and Subcarrier Intensity Modulated Optical Wireless Communications,” *IEEE/OSA J. Opt. Commun. Netw.*, vol. 5, no. 6, pp. 554–564, 2013.
- [129] K. A. Balaji and K. Prabu, “Performance evaluation of FSO system using wavelength and time diversity over malaga turbulence channel with pointing errors,” *Opt. Commun.*, vol. 410, pp. 643–651, Mar. 2018.
-

-
- [130] I. S. Ansari, S. Al-Ahmadi, F. Yilmaz, M.-S. Alouini, and H. Yanikomeroglu, "A New Formula for the BER of Binary Modulations with Dual-Branch Selection over Generalized-K Composite Fading Channel," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 10, pp. 2654–2658, 2011.
- [131] "Wolfram functions site." [Online]. Available: <http://functions.wolfram.com>.
- [132] K. Cho and D. Yoon, "On the General BER Expression of One- and Two-Dimensional Amplitude Modulations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 7, pp. 1074–1080, 2002.
- [133] D. Krstic, P. Nikolic, Z. Popovic, and M. Stefanovic, "First and Second Order Characteristics of a Wireless Three-hop Relay Channel with the Presence of Rayleigh Fading," *J. Telecommun. Inf. Technol.*, vol. 2, no. July, pp. 36–44, 2020.
- [134] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, 5th editio. San Diego: Academic Press, 1994.
- [135] A. P. Prudnikov and J. A. Brychkov, *Integrals and series*, 2nd editio. Moscow: Fizmatlit, 2003.

БИОГРАФИЈА АУТОРА ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ

Марко Смилић је рођен 21.04.1989. године у Прокупљу. Основне академске студије је завршио 2012. године на Факултету Техничких Наука Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици на студијском програму Електротехничко и рачунарско инжењерство, модул Електроника и телекомуникације и стекао звање инжењер електротехнике и рачунарства. На истом факултету, студијском програму и модулу 2013. године завршава мастер академске студије и стиче звање мастер инжењер електротехнике и рачунарства. Од 2013. године је студент докторских студија на Електронском факултету Универзитета у Нишу, студијски програм Телекомуникације.

На Природно-математичком факултету Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици заснива радни однос, прво као сарадник у настави (2013-2014) а онда и као асистент (2014-) на катедри за Информатику, за ужу научну област Информационо-комуникационе технологије. Вежбе изводи на предметима: Објектно Оријентисано Програмирање, Електронско пословање, Мултимедијални системи, Софтверско инжењерство, WEB програмирање, Виши програмски језици, Алати и технологије за електронско учење.

Аутор је и коаутор многобројних радова из области Телекомуникација који су публиковани у међународним и домаћим часописима као и Зборницима међународних конференција.

ИЗЈАВЕ АУТОРА



ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Изјављујем да је докторска дисертација, под насловом

Повећање информационог капацитета и поузданости у бежичним оптичким комуникацијама применом алгоритама адаптивног преноса

која је одбрањена на Електронском факултету Универзитета у Нишу:

- резултат сопственог истраживачког рада;
- да ову дисертацију, ни у целини, нити у деловима, нисам пријављивао на другим факултетима, нити универзитетима;
- да нисам повредио ауторска права, нити злоупотребио интелектуалну својину других лица.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци, који су у вези са ауторством и добијањем академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада, и то у каталогу Библиотеке, Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Нишу, као и у публикацијама Универзитета у Нишу.

У Нишу, _____

Потпис аутора дисертације:

(Марко М. Смилић)



ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ЕЛЕКТРОНСКОГ И ШТАМПАНОГ ОБЛИКА ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ

Наслов дисертације:

Повећање информационог капацитета и поузданости у бежичним оптичким комуникацијама применом алгоритама адаптивног преноса

Изјављујем да је електронски облик моје докторске дисертације, коју сам предао за уношење у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, истоветан штампаном облику.

У Нишу, _____

Потпис аутора дисертације:

(Марко М. Смилић)



ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Никола Тесла” да, у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, унесе моју докторску дисертацију, под насловом:

Повећање информационог капацитета и поузданости у бежичним оптичким комуникацијама применом алгоритама адаптивног преноса

Дисертацију са свим прилозима предао сам у електронском формату, погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију, унету у Дигитални репозиторијум Универзитета у Нишу, могу користити сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons), за коју сам се одлучио.

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прераде (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

У Нишу, _____

Потпис аутора дисертације:

(Марко М. Смилић)