УНИВЕРЗИТЕТ У ПРИШТИНИ СА ПРИВРЕМЕНИМ СЕДИШТЕМ У КОСОВСКОЈ МИТРОВИЦИ

ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА

Ненад Т. Станојевић

# ПРИЛОГ СТАТИСТИЧКИМ МОДЕЛИМА ЗА АНАЛИЗУ ПЕРФОРМАНСИ FSO СИСТЕМА: НОВИ CHI-SQUARE – ИНВЕРЗНА GAMMA МОДЕЛ И ЊЕГОВА ПРИМЕНА НА ХИБРИДНИ RF/FSO СИСТЕМ CA NAKAGAMI-M RF ФЕДИНГОМ

Докторска дисертација

Косовска Митровица, 2025

## UNIVERSITY OF PRISTINA TEMPORARY SETTLED IN KOSOVSKA MITROVICA

FACULTY OF TECHNICAL SCIENCES

Nenad T. Stanojević

## CONTRIBUTION TO STATISTICAL MODELS FOR PERFORMANCE ANALYSIS OF FSO SYSTEMS: A NEW CHI-SQUARE – INVERSE GAMMA MODEL AND ITS APPLICATION TO A HYBRID RF/FSO SYSTEM WITH NAKAGAMI-M RF FADING

**Doctoral Dissertation** 

Kosovska Mitrovica, 2025

Ментор: \_\_\_\_\_

др Ђоко Банђур, редовни професор

Универзитет у Приштини са привременим седиштем у

Косовској Митровици

Факултет техничких наука

Чланови комисије:

др Дејан Милић, редовни професор Електронски факултет – Универзитет у Нишу

др Петар Спалевић, редовни професор Универзитет у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици Факултет техничких наука

#### ПРИЛОГ СТАТИСТИЧКИМ МОДЕЛИМА ЗА АНАЛИЗУ ПЕРФОРМАНСИ FSO СИСТЕМА: НОВИ CHI-SQUARE – ИНВЕРЗНА GAMMA МОДЕЛ И ЊЕГОВА ПРИМЕНА НА ХИБРИДНИ RF/FSO СИСТЕМ СА NAKAGAMI-M RF ФЕДИНГОМ

#### САЖЕТАК

У докторској дисертацији је предложен нови турбуленцијски модел канала за бежичне оптичке комуникације у слободном простору (Free Space Optics - FSO). Модел је базиран на комбиновању два независна статистича модела, Chi-square и инверзног Gamma модела. У оквиру статистичке анализе предложеног модела турбуленцијског канала представљен је затворени облик функције густине вероватноће (Probability Density Function – PDF), кумулативна функција расподеле (Cumulative Distribution Function – CDF) и анализа средње вероватноће грешке по биту (Average Bit Error Rate – ABER). Анализа средње вероватноће грешке по биту је извршена у ситуацијама када се примењује модулација интезитетска ca директном детекцијом (Intensity Modulation/Direct Detection - IM/DD) и ООК модулација (On-Off Keying - OOK) и интезитетска модулација подносиоцем (Subcarrier Intenity Modulation - SIM) са диференцијалном фазном модулацијом (Differential Phase Shift Keying – DPSK) у условима различитих јачина турбуленција и за различите вредности параметара система. У циљу тестирања предложеног модела FSO канала извршена је анализа преноса слике са уграђеним дигиталним воденим жигом када су узете у обзир различите јачине атмосферских турбуленција и вредности Rician К фактора, који представља параметар директне компоненте у процесу преноса сигнала. За анализу пероформанси предложеног модела коришћено је визуелно опажање као субјективни критеријум, као и вероватноћа грешка по биту (Bit Error Rate - BER), средња квадратна грешка (Mean Square Error – MSE) и максимални однос сигнал шум (Peak Signal to Noise Ratio – PSNR) као објективни критеријуми. У дисертацији је такође представљен нови хибридни преносни систем који комбинује радио фреквентни (Radio Frequency - RF) и FSO преносни систем. За моделовање RF фединга коришћен је Nakagami-m модел, док је за моделовање FSO система коришћен предложени Chi-square - инверзни Gamma модел турбуленцијског канала. Анализирана су два начина преноса хибридног RF/FSO система, One-Hop и Multi-Hop. За потребе анализе новопредложеног хибридног система коришћењем кохерентне бинарне фазне модулације (Coherent Binary Phase Shift Keying - CBPSK) представљен је нови аналитички израз за израчунавање ABER.

Кључне речи: Турбуленцијски модел канала, бежичне оптичке комуникације у слободном простору, Chi-square, инверзна Gamma, функција густине вероватноће, средња вероватноћа грешка по биту, средња квадратна грешка, максимални однос сигнал-шум, хибридни RF/FSO систем.

Научна област: Електротехничко и рачунарско инжењерство Ужа научна област: Телекомуникације и информациони системи

#### CONTRIBUTION TO STATISTICAL MODELS FOR PERFORMANCE ANALYSIS OF FSO SYSTEMS: A NEW CHI-SQUARE – INVERSE GAMMA MODEL AND ITS APPLICATION TO A HYBRID RF/FSO SYSTEM WITH NAKAGAMI-M RF FADING

#### ABSTRACT

In the doctoral dissertation, a new turbulence channel model for Free Space Optics (FSO) communication is proposed. The model is based on the combination of two independent statistical models, the Chi-square and the inverse Gamma models. Within the statistical analysis of the proposed turbulence channel model, the closed form of the Probability Density Function (PDF), the Cumulative Distribution Function (CDF), and the Average Bit Error Rate (ABER) analysis are presented. The Average Bit Error Rate (ABER) analysis was performed for scenarios involving Intensity Modulation with Direct Detection (IM/DD) and On-Off Keying (OOK) modulation, as well as Subcarrier Intensity Modulation (SIM) with Differential Phase Shift Keying (DPSK), under varying turbulence strengths and different system parameter values. In order to test the proposed FSO channel model, an analysis of image transmission with an embedded digital watermark was conducted, taking into account different levels of atmospheric turbulence and values of the Rician K factor, which represents a parameter of the direct signal transmission component. For the performance analysis of the proposed model, visual observation was used as a subjective criterion, along with objective criteria such as Bit Error Rate (BER), Mean Square Error (MSE), and Peak Signal to Noise Ratio (PSNR). In the dissertation, a new relayed hybrid transmission system that combines Radio Frequency (RF) and Free Space Optics (FSO) systems is also presented. The Nakagami-m model was used for modeling RF fading, while the proposed Chi-square - inverse Gamma turbulence channel model was used for modeling the FSO system. Two transmission modes of the relayed hybrid RF/FSO system, One-Hop and Multi-Hop, were analyzed. For the analysis of the newly proposed hybrid system, a new analytical expression for calculating the Average Bit Error Rate (ABER) using Coherent Binary Phase Shift Keying (CBPSK) was introduced.

**Keywords:** Turbulence modelling, Free Space Optics (FSO), Chi-square/inverse Gamma, Scintillation Theory, Probability Density Function (PDF), Average Bit Error Rate (ABER), Mean Square Error (MSE), Peak Signal to Noise Ratio (PSNR), Hybrid RF/FSO system

Scientific field: Electrical and computer engineering Scientific subfield: Telecommunications and information systems

## Садржај

| 1. УВОД1  |
|---|
| 2. FSO КОМУНИКАЦИЈСКИ СИСТЕМ8   |
| 2.1. FSO линк9  |
| 2.1.1. Оптички извор  |
| 2.1.2. Оптички детектори12  |
| 2.1.3. Технике детекције оптичког сигнала15   |
| 2.1.4. Модулација сигнала код FSO система17   |
| 2.1.4.1. Интензитетска модулација са ООК модулацијом18  |
| 2.1.4.2. Интензитетска модулација подносиоцем (SIM – subcarrier intensity modulation)19                                       |
| 2.2. Слабљење сигнала FSO канала21  |
| 2.2.1. Атмосферске турбуленције   |
| 2.3.1. Модели турбуленција  |
| 2.3.1.1. Rayleigh дистрибуција26  |
| 2.3.1.2. Chi-square (Rician) дистрибуција27   |
| 2.3.1.3. Nakagami-m дистрибуција28  |
| 2.3.1.4. Gamma-Gamma дистрибуција30   |
| 2.3.1.5. Инверзна Gamma дистрибуција33  |
| 2.3.1.6. М (Малага) модел34   |
| 2.3.2. Атмосферско слабљење   |
| 2.3.3. Грешка позиционирања   |
| 2.3.4. Краткотрајна блокада сигнала настала због физичке препреке   |
| 3. ПРОЈЕКТОВАЊЕ FSO СИСТЕМА КОРИШЋЕЊЕМ МАТЕМАТИЧКИХ   |
| МОДЕЛА  |
| 3.1. Нови турбуленцијски модел44  |
| 3.2. Pointing error модел   |
| 3.3. Одређивање PDF у функцији SNR када се користи IM/DD са ООК модулацијом 49  |
| 3.3.1. Одређивање ABER у функцији SNR коришћењем новог турбуленцијског<br>канала када се примењује IM/DD са ООК модулацијом51 |
| 3.3.2. Одређивање ABER у функцији SNR када се користи SIM модулација51  |
| 3.4. Нумерички резултати  |
| 4. ПРЕНОС СЛИКЕ СА УГРАЂЕНИМ ДИГИТАЛНИМ ВОДЕНИМ ЖИГОМ<br>КРОЗ CHI-SQUARE – ИНВЕРЗНА GAMMA ТУРБУЛЕНЦИЈСКИ КАНАЛ61              |

| 4.1. Дигитални водени жиг, основне карактеристике и подела  | 63               |
|---|------------------|
| 4.2. Систем дигиталног воденог жига   | 65               |
| 4.2.1. Фреквентни домен   | 60               |
| 4.2.1.1. DFT (Discrete Fourier Transform)   | 67               |
| 4.2.1.2. DCT (Discrete Cosine Transform)  | 69               |
| 4.2.1.3. DWT (Discrete Wavelet Transform)   | 70               |
| 4.2.2. Просторни домен  | 7                |
| 4.2.2.1. LSB (Least Significant Bit)  | 72               |
| 4.2.2.2. ISB (Intermediate Significant Bit)   | 74               |
| 4.2.2.3. Patchwork  | 77               |
| 4.3. Напади на водени жиг   | 77               |
| 4.4. Процес уградње дигиталног воденог жига у слику коришћењем дискретн косинусне трансформације - DCT        | не<br>78         |
| 4.5. Систем модел   | 81               |
| 4.6. Алгоритам за пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом  |                  |
| 4.7. Алгоритам за екстракцију воденог жига из слике   |                  |
| 4.8. Резултати и анализа  |                  |
| 4.8.1. Анализа пренешених слика са уграђеним дигиталним воденим жигом различитим условима турбуленција канала | ту<br>88         |
| 4.8.2. Одређивање MSE и PSNR као мере квалитета пренешених слика  |                  |
| 5. ХИБРИДНИ RF/FSO ПРЕНОС   |                  |
| 5.1. Релејни принцип преноса хибридног RF/FSO система   |                  |
| 5.2. Систем и канал модел   |                  |
| 5.2.1. Статистичке карактеристике One-Hop хибридног RF/FSO система зас селективној комбинацији                | новане на<br>105 |
| 5.2.2. ABER One-Hop хибридног RF/FSO система  |                  |
| 5.2.3. ABER Multi-Hop хибридног RF/FSO система  |                  |
| 5.3. Резултати и дискусија  |                  |
| 6. ЗАКЉУЧАК   |                  |
| ЛИТЕРАТУРА  |                  |
| СПИСАК СКРАЋЕНИЦА   |                  |
| СПИСАК СЛИКА  |                  |
|   | 10               |

#### 1. УВОД

Оптичка влакна играју кључну улогу у преносу информација путем широкопојасних интернет мрежа. У телекомуникацијама су оптичка влакна постала стандардна инфраструктура за пренос информација. Због великог пропусног опсега и малих губитака оптичка влакна су нашла широку примену код преноса сигнала на великим удаљеностима. Имплементацију оптичких влакана додатно олакшава њихова економска исплативост и компатибилност компоненти са бежичним комуникационим системима, па се у сврху превазилажења препрека често комбинују са неким од система бежичних комуникација. У раду [1] представљене су бежичне оптичке комуникације као значајан фактор у превазилажењу потешкоћа код повезивања крајњих корисника (у литератури познатији као проблем последње миље) са системом оптичких влакана.

FSO системи, као део бежичних оптичких комуникација, представљају одличан избор у поступку решавања проблема последње миље. Овим решењима се превизилазе препреке у виду неприступачног терена, односно ограничења која имплементацију оптичких влакана у неким случајевима чине немогућим. У раду [2] FSO је представљен као најзаступљеније решење проблема последње миље код комерцијалних градских мрежних система између фиксних локација. У раду су истакнуте предности примене FSO система, али су такође анализирана и ограничења у погледу имплементације. У раду [3] су дефинисане основе примене FSO система, њихова лакоћа у имплементацији и економска исплативост у погледу трошкова. Анализирана је архитектура, као и низ фактора који утичу на примену ове технологије. Додатно су анализирани утицај кише и магле на пропагацију сигнала.

Код FSO система за пропагацију сигнала неопходно је постојање линије оптичке видљивости између предајника и пријемника. Пренос података високе резолуције путем FSO система нуди велику предност [4]. Неке од предности употребе FSO система су: велика брзина преноса (до 30 Gbps), усмереност зрака, отпорност на електромагнетно зрачење, нелиценцирани фреквенцијски опсег, флексибилност, ниска цена имплементације, безбедност итд.

Међутим, постоје и недостаци који се манифестују у виду сметњи које се могу појавити. Чак и када су временски услови погодни (ведро небо без падавина и магле) постоји могућност појаве атмосферских турбуленција. Приликом простирања усмереног оптичког снопа, светлосни сигнал бива ослабљен због атмосферским турбуленцијама [5]-[8]. изложености Осим атмосферских турбуленција битно је напоменути и атмосферско слабљење, грешке позиционирања и кратак прекид сигнала услед физичких препрека као факторе који могу утицати на квалитет простирања сигнала [9]-[17]. Кашњења у преносу узрокована овим појавама могу довести до грешке у преносу информација. Зато је потребно приликом имплементације FSO система извршити све неопходне анализе и прорачуне како би се предупредило кашњење и грешке у преносу.

Предмет истраживања докторске дисертације је утицај атмосферских турбуленција на перформансе FSO система. У оквиру овог истраживања акценат је стављен на развој новог статистичког модела за прецизну и систематичну анализу утицаја атмосферских турбуленција на различите аспекте перформанси FSO система. Ово истраживање има за циљ да пружи увид и разумевање у комплексну интеракцију између атмосферских услова и перформанси FSO система, што потенцијално може да има битне импликације за примену ове технологије у различитим областима. За описивање статистике интензитета FSO сигнала користе се математички модели. Рађена су различита истраживања са циљем изналажења математичког модела који омогућава ефикаснији приступ код анализе утицаја атмосферских турбуленција на перформансе FSO система. Због изузетне сложености математичког моделирања атмосферских турбуленција, не постоји јединствен (универзални) модел који би важио за све режиме атмосферских утицаја. Постоји читав спектар математичких расподела за моделовање различитих утицаја атмосферских турбуленција. У раду [6] представљене су карактеристике FSO система коришћењем Gamma-Gamma модела. Резултати добијени симулацијом нуде добре карактеристике за различите јачине атмосферских турбуленција. Ова расподела је нашла примену у условима малог расејања и великог преламања. У раду [18] представљена је експоненцијална Weibull дистрибуција која нуди добра поклапања у погледу симулација и експерименталног истраживања у условима различитих димензија апертура примопредајника који се

налази под утицајем слабе или умерене турбуленције. Поред наведених модела, најчешће коришћене математичке расподеле које описују флуктуације оптичког сигнала у турбулентном каналу су: Log-normal [19]-[21], модел са негативним експонентом [22], [23], Nakagami [6], [24] и Rician (Chi-square) модел [7], [8], [25]. Сви ови модели креирају се истовременим утицајем вртложних флуктуација малих и великих размера. Математичким моделовањем вртлога великих и малих размера може се креирати турбуленцијски канал, као што је то представљено у раду [8]. Овде је предложен нов модел у којем је за моделовање флуктуација малих размера коришћена Gamma расподела, док су вртлози великих размера моделовани инверзном Gamma расподелом. Показало се да новодобијени модел даје једнако добре резултате, како експериментално, тако и у рачунарској симулацији, у поређењу са поменутом Gamma-Gamma расподелом. На истоветан начин је креиран Log-normal-Rician турбуленцијски канал представљен у литератури [28].

Ова дисертација предлаже и представља нов модел за оцену перформанси FSO система, који је добијен употребом два постојећа статистичка модела. За моделовање вртложних флуктуација малих размера (small scale) користи се Rician (Chi-square) модел, док се за моделовање вртложних флуктуација великих размера (large scale) користи модел са инверзном Gamma расподелом [8]. Комбиновање ова два независна статистичка модела резултира новом расподелом функције густине вероватноће Chi-square – инверзна Gamma, која уједно представља нови модел турбуленцијског канала. Како би се утврдила релевантност расподеле, одређена је и кумулативна расподела вероватноће. Као мера квалитета сигнала коришћена је средње вероватноћа грешке по биту. Коришћене су две модулацијске шеме, интензитетска модулација са директном детекцијом и ООК модулацијоном шемом (IM-DD/OOK), и интензитетска модулација подносиоцем са диференцијалном Компаратинвном анализом установљена је фазном шемом (SIM/DPSK). оправданост њихових примена. У циљу верификације предложеног модела у дисертацији је анализиран пренос слике са уграђеним воденим жигом кроз турбуленцијски канал представљен новопредложеним За моделом. трансформацију слике и имплементацију дигиталног воденог жига користи се дискретна косинусна трансформација DCT [26]-[29]. Модел који је представљен у докторској дисертацији на ефикасан начин може поједноставити процес анализе

утицаја атмосферских турбуленције. Применом комбинованог ефекта турбуленција омогућава се сагледавање преносних карактеристика система када је сигнал који се преноси изложен постепеном увећању јачине турбуленција. С обзиром да су одређене турбуленције карактеристичне за поједина подручија, овај метод може значајно олакшати планирање и пројектовања FSO система на подручијима са карактеристичним климатским условима, будући да ће омогућити предвиђање сценарија за различите околности.

Рађена су многа истраживања у којима су испитивани временски услови који највише утичу на FSO системе. У [30]-[32] је показано да магла има највећи утицај на квалитет простирања оптичког сигнала, док киша има незнатан утицај. Како би се превазишао овај проблем и ефекти настали услед неповољних временских утицаја, прибегава се преносу података коришћењем хибридног RF/FSO система [33]-[35]. Приликом преноса сигнала коришћењем FSO система у условима густе магле долази до деградације перформанси, што онемогућава квалитетан пренос сигнела. Како би се несметано извршио пренос сигнала даље пренос преузима RF систем, који ради у опсегу милиметарских таласа и на чији рад магла нема утицаја. Са друге стране, RF систем је изузетно осетљив на кишне услове. У радовима [30], [36] описан је утицај кише на пренос RF сигнала. У таквим условима пренос преузима FSO па је цео систем прилагођен у повременом преузимању, где је RF систем уведен као алтернатива [37]-[39]. У радовима [40], [41] представљена је шема преузимања преноса информација високог капацитета када је FSO систем у прекиду због лоших временских услова. Преузимање преноса података врши се у тренутку када се однос сигнал шум (Signal to Nois Ratio – SNR) код FSO система нађе испод предвиђеног прага, у том тренутку врши се провера SNR RF преноса, уколико не постоје сметње даље пренос преузима RF.

Због сложености и разноликости временских услова није могуће предложити универзални модел хибридног RF/FSO преноса. Сви хибридни модели се заснивају на комбиновању различитих статистичких модела које је могуће користити код RF и FSO система [42]. У раду [43] представљен је хибридни RF/FSO систем који комбинује Gamma-Gamma као турбуленцијски канал FSO систеама и Nakagami-m модел који служи за моделовање фединга RF система. У овом раду је показано да хибридни RF/FSO даје значајно боље резултате у односу на стандардне FSO системе.

У овој докторској дисертацији је на сличан начин креиран нови хибридни RF/FSO модел преноса где се за моделовање RF комуникацијског система користи Nakagami-m функција расподеле густине вероватноће (Probability Density Function – PDF), док се за моделовање FSO канала користи Chi-square - инверзна Gamma расподела новопредложеног модела турбуленцијског канала. Предлагањем новог RF/FSO преносног система олакшаће процес диверзификације бежичних преносних система, у ситуацијама када временски услови нису погодни за FSO преносни систем.

Ово истраживање има за циљ проширење дискурса увек актуелне теме моделовање турбуленција. Употреба математичких модела игра кључну улогу у анализи интезитета сигнала у турбулентном атмосферском каналу, а представљено истраживање препознаје разноликост атмосферских турбуленција, предлажући специфичне и прецизне алате за њихово утврђивање и процену ефекта које изазивају. У докторској дисертацији су развијена два иновативна математичка модела која пружају шири поглед на бежичне комуникационе системе. Ови модели омогућавају једноставнију анализу сметњи FSO система са једне стране, док са друге стране нуде алтернативу у облику хибридног RF/FSO система у случају преласка грешке FSO система преко предвиђеног прага.

Докторска дисертација је структурирана у шест поглавља. Прво, уводно поглавље уводи у тему, следећих четири поглавље баве се различитим тематским целинама докторске дисертације. Шесто, и последње поглавље, представља закључак истраживања.

У уводном делу докторске дисертације описани су предмет истраживања и циљеви дисертације. Такође је пружен преглед претходних истраживања из области теме дисертације, методологија истраживања, као и структура и организација саме дисертације.

У другом поглављу дисертације је представљен FSO преносни систем и његова структура. Такође је у овом поглављу детаљно описан процес слања, пропагације и детекције сигнала. У процесу слања истакнуте су различите модулацијске шеме. У процесу детекције представљене су технике детекције

5

сигнала, док су у процесу пропагације сигнала анализирани фактори који узрокују слабљење сигнала. Акценат у овом поглављу је на атмосферским турбуленцијама, као једним од најчешћих узрока слабљења сигнала. За моделовање атмосферских турбуленција најчешће се користе статистички модели. У овом поглављу докторске дисертације презентован је упоредни преглед најчешће коришћених статистичких модела, њихове карактеристичне компоненте и услови у којим су нашли примену.

У трећем поглављу дисертације промовисан је нови турбуленцијски канал чије је моделовање засновано на теорији сцинтилације. За моделовање вртложних флуктуација малих размера (small scale) коришћен је Rician (Chi-square) модел, док је се за моделовање вртложних флуктуација великих размера (large scale) коришћена инверзна Gamma расподела. Као резултат производа ова два независна статистичка модела креирана је PDF, која уједно представља нови турбуленцијски канал. У сврху анализе карактеристика турбуленцијског канала извршена је анализа ABER као мере квалитета сигнала. Компаративном анализом система који користи интезитетску модулацију са директном детекцијом и ООК модулацијом (Intensity Modulation/Direct Detection and On-Off Keying - IM/DD - OOK) и интезитетску модулацију подносиоцем (Subcarrier Intenity Modulation – SIM) са дифернцијалном фазном шемом (Differential Phase Shift Keying - DPSK), у условима различитих јачина турбуленција и за различите вредности параметра система, добијени су резултати на основу којих се могу извести закључци о стабилности и поузданости ових система. Резултати добијени коришћењем новог Chi-square инверзна Gamma модела су презентовани путем графикона.

У циљу верификовања перформанси предложеног модела турбуленцијског канала у **четвртом поглављу** је анализиран пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом када су узете у обзир различите јачине атмосферских турбуленција и за различите вредности параметара система. На почетку поглавља је истакнут значај и примена дигиталних водених жигова. Затим је презентован процес уградње дигиталног воденог жига у слику и екстракције воденог жига из слике. Након тога су представљена два домена код уградње дигиталног воденог жига, фреквенцијски и просторни. Представљене су најзначајније трансформације у фреквенцијском домену као и алгоритми уградње код просторног домена. Након тога су извршена њихова поређења и наведене предности примене фреквенсијског домена у процесу имплементације. За трансформацију слике и имплементацију дигиталног воденог жига коришћена је дискретна косинусна транформација - DCT (трансформација фреквенцијског домена). За анализу перформанси система приликом преноса поменуте слике кроз атмосферски турбуленцијски канал коришћени су субјективни и објективни критеријуми, односно визуелна оцена квалитета примљене слике, вероватноћа грешке по биту, средња квадратна грешка и максимални однос сигнал шум.

У петом поглављу дисертације презентован је нови хибридни RF/FSO систем. За моделовање RF фединга коришћен је Nakgami-m модел, док је за моделовање FSO система коришћен нови Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијски канал. Анализирана су два начина преноса хибридног RF/FSO система, One-Hop и Multi-Hop начин преноса. За потребе анализе предложеног хибридног система, коришћењем CBPSK модулационе шеме, представљен је нови аналитички израз за израчунавање средње вероватноће грешке по биту. Компаративном анализом система заснованих на FSO и хибридном RF/FSO преносу, предочени су услови у којима је практичнија примена хибридних RF/FSO преносних система у односу на класичне FSO системе. На основу анализа предложен је модел са најбољим карактеристикама.

Након петог поглавља изведен је **Закључак**, са освртом на резултате који су добијени у претходним поглављима. Као резултат извршених анализа добијени су резултати који каректеришу стање канала у различитим атмосферским условима и за различите вредности параметара система. Ово даље значајно олакшава пројектовање система за пренос информација. Након тога су представљени услови у којима се остварује најмања вероватноћа грешке по биту. Такође, предложене су методе и модели за даље унапређивање комуникационих система.

На крају докторске дисертације је приложена листа референци које су коришћене у истраживању, списак скраћеница, слика и табела.

7

### 2. FSO КОМУНИКАЦИЈСКИ СИСТЕМ

Рад комерцијалних FSO комуникационих система заснован је на технологији видног поља (Line Of Sight – LOS) и подразумева видљивост између предајника и пријемника. Такође постоје модели који се користе у затвореном простору и засновани су на технологији где видно поље не постоји (Non Line Of Sight – NLOS), али су овакви системи ређе у употреби. Код ових технологија пријемници користе расејање или рефлексију како би детектовали сигнал. Комерцијални FSO системи користе таласне дужине блиске видљивом спектру (750 nm – 1550 nm) што одговара фреквенцијском опсегу од 200THz. Овај таласни опсег обухвата два атмосферска простора који не трпе много апсорпције из околне атмосфере. Ови системи раде на истим таласним дужинама као и системи са оптичким влакнима, што омогућава коришћење више стандардних компоненти, како са пријемне, тако и са предајне стране. FSO је нашао широку примену у системима бежичних комуникација, код повезивања крајњег корисника на већ креиран комуникацијски систем. Код инсталације оптичких влакана проблеми могу настати у задњих неколико километара (проблем "последње миље"), где постоје непремостиве препреке попут лошег терена, река, пруга итд. На местима где постоји оптичка видљивост, FSO представља једно од најбољих решења оваквих проблема [2], [3].

Предности употребе FSO система су:

- Узак оптички сноп обезбеђује велику усмереност, што омогућава добру енергетску ефикасност, безбедност и просторну изолацију од потенцијалних интерференција.
- FSO је отпоран на електромагнетно зрачење.
- Безбедни су, са малом вероватноћом пресретања (Low Probability of Interception – LPI) и малом вероватноћом откривања (Low Probability of Detection – LPD).
- Велика брзина преноса.

- FSO системи за свој рад користе нелиценцирани фреквенцијски опсег изнад 300 GHz, па за коришћење истог нису потребне посебне дозволе.
- Велики пропусни опсег који је у директној спрези са фреквенцијом модулације, где фреквенцијски опсег износи 10<sup>12</sup> – 10<sup>16</sup> Hz.
- Подршка за више корисника одједном, за разлику од стандарда RF система.
- Технологија која се већ примењује код оптичких влакана може се користити и код FSO система.
- Мобилни су и једноставни за уградњу, притом је и цена приступачна.
- Због своје флексибилности, FSO представља модел који може решити проблем некомпатибилности између RF и оптичке технологије.

Међутим због своје структуре и начина простирања сигнала постоје ограничења код коришћења FSO система. Ограничен је домет простирања сигнала на свега неколико километара. Један од највећих недостатака FSO система је њихова осетљивост на атмосферске услове. Због атмосферских турбуленција може доћи до флуктуације амплитуде и фазе таласа, што представља главни проблем FSO система. Временски услови као што су магла, смог, прашина, снег, киша итд. могу значајно да утичу на перформансе FSO система [44].

#### 2.1. FSO линк

FSO линк се састоји од предајника оптичког сигнала и пријемника. Пренос информација код FSO система одвија се устаљеном шемом, са једне стране се налази предајник, са друге стране се налази пријемник, а између је преносни канал. Улога предајника је да шаље информације кроз простор модулишући оптичко зрачење. Код ове врсте преноса је од суштинског значаја постојање оптичке видљивости између предајника и пријемника.

Да би се адекватно оценио FSO систем потребно га је поделити на две структурне компоненте, унутрашњу и спољашњу. Унутрашњи део је сачињен од дизајна оптичких компоненти система, другачије се називају параметри система. Елементи који карактеришу параметре система су:

• предајна снага (P<sub>t</sub>),

- дивергенција преносног снопа (θ у радијанима),
- пречник отвора пријемника (D<sub>R</sub> y m),
- осетљивост пријемника (S<sub>R</sub>),
- оптички губици предајника и пријемника (η).

Ови параметри чине генерализовану маргину линка (GLM), што представља меру способности система у превазилажењу препрека [45]:

$$GLM = \frac{P_t * \eta * A_R}{[A_T * (R * \theta)^2]}$$
(2.1)

Спољашњи параметри су повезани са климатским факторима који утичу на слабљење сигнала. Ови параметри укључују атмосферско слабљење, опсег расподеле, видљивост, сцинтилације итд.



Слика 2.1. FSO линк

На слици 2.1 налази се графички приказ компоненти једног комуникацијског система. Улога предајника је да шаље податке кроз простор, модулишући оптичко зрачење. Главни елементи предајника су: извор зрачења, ласерски модулатор и оптички уређај. Ласерски модулатор модулише електрични сигнал у оптички, где се даље стимулише извор оптичког зрачења помоћу промене погонске струје. Најбитнији уређај у размени информација је телескоп, он шаље оптички сигнал ка пријемнику. Оптички извор се налази у оквиру телескопа предајника, он одређује интензитет, правац и величину. Даље се тај сигнал шаље кроз атмосферски канал, где приликом простирања кроз атмосферу слаби због апсорпције, расипања, сцинтилације, пропагационе геометрије итд. До слабљења такође може доћи услед грешке позиционирања између предајника и пријемника.

Укупно атмосферско слабљење означава се са  $S(\lambda)$  и еквивалентно је:

$$S(\lambda) = \alpha_{fog}(\lambda) + \alpha_{snow}(\lambda) + \alpha_{rain}(\lambda) + \alpha_{scattering}(\lambda)$$
(2.2)

где  $\alpha_x$  означава наведено временско слабљење, а  $\lambda$  оперативну таласну дужину.

Пријемници се обично састоје од телескопа, оптичког филтра, фотодетектора, предпојачивача и демодулатора за конверзију информационог сигнала [46], [47]. Улога телескопа је да скупља оптички сигнал, који се даље филтрира помоћу оптичког филтра. Фотодетектор конвертује оптички сигнал у електричну струју. Потребно је обезбедити добар одзив на таласне дужине, мали шум и велике вредности пропусног опсега сигнала. Као фотодетектори најчешће се користе PIN и лавинске фотодиоде. Излазни сигнал фотодетектора је појачан посебно конструисаним предпојачивачем. У последњем кораку, појачани сигнал се анализира помоћу демодулатора.



Слика 2.2. Шема FSO преносног система

#### 2.1.1. Оптички извор

Приликом одабира оптичких извора код FSO система потребно је укључити више фактора, па је сам процес доста комплексан. Неки од најбитнијих су: снага зрачења, модулацијске могућности, век трајања, величина снопа, цена уградње, компатибилност са осталим системима.

#### Ласерске диоде (LDs)

Код FSO система најширу примену су нашле LDs познатије и као VCSELs (vertical emitting lasers). VCSELs су полупроводничке компоненте које својим високоинтензитетским зрачењем представљају идеалан избор за пренос података великом брзином. VCSELs нису толико модулацијски захтевни, карактерише их добар квалитет светлосног снопа и низак праг струјне осетљивости. Најчешће се користе галијум-арсенид (GaAs) и алуминијум галијум арсенид (AlGaAs) које емитују светлост у опсегу од 750-980nm [47], [48].

У последње време широку примену је нашао QCLs (Quantum Cascade Lasers), због своје јединствено високе фреквенце и пропусног опсега изнад 100GHz. Због свог униполарног ласерског механизма користи се као извор инфрацрвеног зрачења (infrared – IR).

#### Light-Emitting Diodes (LED)

LED диода је полупроводнички елемент моделован да емитује светлост. Због нешто слабијег емисионог потенцијала (10-15 пута слабији у односу на LDs) користе се за покривање краћих деоница са скромнијим пропусним опсегом до 155Mbs. У зависности од материјала израде, LED диоде могу бити пројектоване да раде на различитим таласним дужинама. У поређењу са ускопојасним LDs, LED диоде имају далеко већи спекрални опсег [48], [49].

#### 2.1.2. Оптички детектори

Основни циљ оптичког детектора је пријем оптичког сигнала. У процесу детекције користе се различите врсте претварача. С обзиром да се ради о детекцији светлосног сигнала, овај процес се назива оптичка детекција. Приликом детекције сигнала треба обратити пажњу на ефекат шума, који у значајној мери може утицати на процес датекције оптичког сигнала.

Оптички детектори су уређаји који енергију светлосног сигнала претварају у електричн сигнал, где је сигнал који се генерише пропорционалан оптичкој снази. Како би се ставили у употребу, оптички детектори морају да задовоље одређене критеријуме. Пре саме детекције, светлосни сигнал одређене таласне дужине, пролази кроз атмосферски канал до детектора. Због ових околности, сигнал стиже донекле ослабљен, што захтева да оптички детектори буду изузетно осетљиви, отпорни на шумове и да функционишу у одређеном пропусном опсегу. Што се тиче физичке структуре, морају бити отпорни на различите временске услове и да имају дуг век трајања.

Фото струја коју генерерише оптички детектор:

$$\langle i \rangle = \frac{\eta q \lambda P_R}{hc} = \Re P_R \tag{2.3}$$

где је  $\eta$  квантна ефикасност,  $P_R$  средња снага оптичког зрачења, q електрично пражњење,  $\lambda$  таласна дужина, h Планкова константа, c брзина светлости кроз вакум и  $\Re = \frac{\eta q \lambda}{hc}$  представља одзив фотодетектора.

Фотодетектори се израђују од полупроводничких елемената, карактеришу их мале димензије, ниска цена, велика поузданост и брз одзив. Највећу примену су нашле PIN и APD фотодиоде [3], [50], [51].

*PIN* фотодетектори су састављени од јако допираних полупроводника Р и N типа, док се између њих налази слабо допирани полупроводнички слој. Фотоструја настаје тако што светлосни импулс (фотон) користи своју енергију да избаци електрон из валентне у проводну зону, креирајући тако слободан пар шупљина и електрона у овом процесу. Да би фотодиода регистровала фотострују потребно је да интензитет светлосне енергије која пада на фотодиоду буде већа од прага осетљивости фотодиоде. PIN фотодиоде су осетљивије и имају бољи одзив од стандардних PN диода, па се користе за прецизне и осетљиве системе. PIN фотодиоде се користе код система где је потребан пренос информација на мањим удаљеностима (неколико километара). Главни недостатак ових диода је осетљивост на термални шум. Што се тиче пропусног опсега (израз 2.4), он директно зависи од одабира материјала од којих је фотодетектор направљен:

$$\lambda_c = \frac{hc}{E_g} = \frac{1,24}{E_g} \tag{2.4}$$

где је  $\lambda_c$  горња граница таласне дужине (изражена у µm), c брзина светлости кроз медијум који се простире, h је Планкова константа и  $E_g$  енергетски одзив полупроводничког елемента (изражен у eV).

Као карактеристика фотодиоде такође се може навести њена респонзивност:

$$\mathcal{R} = \frac{i_s}{P_o} \tag{2.5}$$

где је  $i_s$  средња вредност фотострује генерисана од оптичког извора и  $P_o$  оптичка снага на фотодиоди [51], [52].

У табели 2.1 су дати подаци пропустљивости фотодетектора у односу на употребљени материјал.

| Матаријад  | F (eV)      | ) (IIII)             | Опсег таласне |  |
|------------|-------------|----------------------|---------------|--|
| материјал  | $L_g(ev)$   | $\lambda_{c}$ (µIII) | дужине (µm)   |  |
| Силицијум  | 1,17        | 1,060                | 0,4 - 1,060   |  |
| Германијум | 0,775       | 1,600                | 0,6-1,6       |  |
| GaAs       | 1,424       | 0,870                | 0,65 - 0,87   |  |
| InGaAs     | 0,73        | 1,700                | 0,9 – 1,7     |  |
| InGaAsP    | 0,75 - 1,35 | 1,650 - 0,920        | 0,8 – 1,65    |  |

Табела 2.1. Пропусни опсег фотодетектора у односу на одабрани материјал

*APD (лавинску) фотодиоду* карактерише добијена инхерентна струја настала у процесу названом поновљена јонизација електрона. Као последица овог процеса добија се изузетна осетљивост диоде пошто се струје мултипликују (појачавају) пре сусрета са термалним шумом који је у спрези са колом пријемника. Велики опсег појачања омогућава овим фотодиодама пренос информација на већим удаљеностима. Велики недостатак APD диода је излазни шум, који настаје као случајни феномен у процесу генерисања секундарног фотоелектрона. Фактор појачања APD фотодиоде представљен је изразом:

$$M = I_T / I_P \tag{2.6}$$

где је  $I_T$  средња вредност излазне струје, а  $I_P = RP_r$  је примарна (непојачана струја).

Потребна снага FSO система, код различитих модулационих шема може се представити из BER израза за све модулационе шеме:

$$P = \frac{1}{\mathcal{R}} \sqrt{\sigma_N^2 SNR} \tag{2.7}$$

где је  $\mathcal{R}$  респонзивност фотодиоде,  $\sigma_N^2$  је снага шума детектоване струје, *SNR* представља однос сигнал шум.

Карактеристика *APD* фотодиоде је велико појачање (веће од јединице) за разлику од PIN фотодиоде где је појачање једнако јединици. У поређењу са PIN фотодиодама карактерише их боља осетљивост и већи квантни шум.

У табели 2.2 су приказана поређења карактеристика APD и PIN фотодиода [51]-[53].

| Карактеристика  | APD фотодиода |         | PIN фотодиода |       |          |          |  |
|-----------------|---------------|---------|---------------|-------|----------|----------|--|
| rapartophornika | Si            | Ge      | InGaAs        | Si    | Ge       | InGaAs   |  |
| Осетљивост      | 77            | 7       | 9             | 0,5   | 0,7      | 0,9      |  |
| Појачање        | 150-250       | 5-40    | 10-30         | 1     | 1        | 1        |  |
| Респонзивност   | 77-130        | 3–28    | 0,75–         | 0.6   | 0.65-0.7 | 0.63-0.8 |  |
| <i>R</i> (A/W)  |               |         | 0,97          | - 7 - | -,,-     |          |  |
| Квантна         | 77            | 55-75   | 60-70         | 65-90 | 50-55    | 60-70    |  |
| ефикасност (%)  |               |         |               |       |          |          |  |
| Одзив (ns)      | 0,1-2         | 0,5-0,8 | 0,1-0,5       | 0,5-1 | 0,1-0,5  | 0,06-0,5 |  |

Табела 2.2. Карактеристике APD и PIN фотодиода

#### 2.1.3. Технике детекције оптичког сигнала

Детекција код FSO система подразумева конверзију оптичког сигнала у електрични сигнал са циљем очитавања послатих информација. Постоје две врсте детекција које су у употреби:

- директна детекција (Direct Detection DD),
- кохерентна детекција.

Директна детекција у комбинацији са интензитетском модулацијом (Intensity Modulation - IM) IM-DD представља најједноставнију и најчешће коришћену детекцију. Други назив за ову детекцију је некохерентна или детекција анвелопе. Принцип детекције је такав да пријемник реагује само на тренутну снагу оптичког сигнала, при чему је детекција информација директно повезана са променом интензитета сигнала. За разлику од кохерентне детекције, локални осцилатор се не користи у процесу детекције.



Слика 2.3. Блок шема пријемника са директном детекцијом

Код некохерентне детекције постоје ограничења код степена слободе (DOF-Degree of Freedom) и смањења спектралне и енергетске ефикасности. Поларизације по носиоцу и детекција заснована на мерењу енергије дозвољава сигналима да креирају само један степен слободе [52], [54].

**Кохенерентну** детекцију у односу на директну детекцију разликује постојање локалног осцилатора. На пријему се врши комбинација носећег сигнала са оптичким сигналом генерисаним од стране локалног осцилатора и као такав се шаље на фотодетектор (слика 2.4).



Слика 2.4. Блок шема пријемника са кохерентном детекцијом

Фреквенција локалног осцилатора може, а не мора да буде иста као и фреквенција пријемног носећег сигнала. У зависности од тога да ли се фреквенција локалног осцилатора разликује или не од фреквенције примљеног оптичког сигнала, разликују се хетеродинска и хомодинска кохерентна детекција. Кохерентна детекција се код оптичких комуникација разликује у односу на RF. Код оптичких комуникација фаза примљеног сигнала и фаза осцилатора не морају да буду исте. Електрично поље примљеног сигнала из локалног осцилатора може се представити изразом [52], [55], [56]:

$$E_c(t) = A_c e^{(-i(\omega_0 t + \theta_c))}$$
(2.8)

$$\mathbf{E}_{L}(t) = A_{L} e^{(-i(\omega_{L} t + \theta_{L}))}$$
(2.9)

где је  $A_c$  амплитуда носећег таласа,  $\theta_c$  фаза носећег таласа,  $A_L$  амплитуда локалног осцилатора и  $\theta_L$  – фаза локалног осцилатора.

Струја на излазу фотодетектора може се представити изразом:

$$i(t) = RM(E_c + E_L)^2$$
 (2.10)

#### 2.1.4. Модулација сигнала код FSO система

Код имплементације FSO система користе се различите модулацијске технике. Свака од техника има своје специфичности које утичу на карактеристике пренешеног сигнала. Правилно пројектовање FSO система подразумева праву одлуку у избору модулационе технике. Параметре које треба размотрити при избору модулационих техника су:

- Енергетска ефикасност с обзиром да је пренос сигнала ограничен, енергетска ефикасност представља један од најбитнијих параметара. Модулационе технике се обично пореде у погледу потребне просечне снаге како би се постигао жељени ниво грешке при датој брзини преноса података.
- Ефикасност пропусног опсега FSO комуникациони систем може бити ограничен пропусним опсегом подсистема, који чине фотодетектори чија је имплементација везана за подручја са карактеристичним условима. У "замућеним" медијумима као што су магла, аеросоли и пригушења која

онемогућавају линију видљивости пријемника/предајника јако је битно одабрати одговарајући тип модулације.

 Једноставност и трошкови код имплементације – постизање енергетске ефикасности и ефикасности пропусног опсега су безначајни уколико трошкови имплементације прелазе буџет који је предвиђен за пројектовање FSO система [48].

С обзиром да је оптичка снага на предајнику ограничена, од великог значаја је обезбедити модулациону технику која ће омогућити малу потрошњу енергије. Различите модулационе технике се обично пореде у условима примљене оптичке снаге која је потребна да би се постигао жељени BER са задатим брзинама преноса података.

Тренутно најизвођенија модулација је интензитетска модулација, код које се жељени таласни облик модулише у тренутну снагу носиоца. На пријемној страни најпрактичнији је метод директне детекције. Интензитет емитованог сигнала који носи информације никада не може бити негативан. Из тог разлога, модулациони коефицијенти морају бити постављени тако да сигнал задовољава не-негативни контекст.

Што се тиче BER, показало се да независно од јачине атмосферских турбуленција, најмања вероватноћа грешке по биту се добија када се примењује BPSK модулација.

#### 2.1.4.1. Интензитетска модулација са ООК модулацијом

Интензитетска модулација представља најпопуларанију модулацију која је нашла и најширу примену. Код ове модулације се таласни облик модификује у жељену снагу. Интензитет се дефинише као проток енергије по јединици површине и времена (јединица W/m<sup>2</sup>). Интензитет сигнала који носи информацију никад не може бити негативан, јер су коефицијенти модулације подешени тако да задовољавају наведено ограничење. На пријему се најчешће врши директна детекција, код које се оптичка снага која долази до пријемника детектује директно, без мешања локалних оптичких таласа са таласима који долазе на пријемнику. На пријему се јављају шумови (термални и квантни) који утичу на квалитет пријемног сигнала. IM/DD се најчешће користи за бежични пренос података за брзине преноса до 2,5 Gbps.

Код FSO система са IM/DD и ООК модулацијом информације које се шаљу прво се интензитетски модулишу, па се онда шаљу кроз атмосферски канал, где на крају долазе до пријемника. Примљени оптички сигнал на фотодетектору конвертује интензитет оптичке снаге у струју која се даље детектује. Детектована струја се може представити изразом:

$$y_T(t) = x(t)RI + n \tag{2.11}$$

где је x(t) анвелопа сигнала на предаји, R осетљивост фотодиоде, I флуктуација интензитета сигнала и n је додати бели Гаусов шум (AWGN – Additive White Gaussian Noise).

Израз за SNR може се представити као:

$$\gamma = \frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2} \tag{2.12}$$

као и израз за средњу вредност SNR [57]:

$$\bar{\gamma} = E[\gamma] = E\left[\frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2}\right] = \frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2}E[I^2]$$
 (2.13)

Е[.] је математичко очекивање.

У литератури најчешће се дефинише електрични SNR који се може представити изразом:

$$\mu = \frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2} E^2[I]$$
 (2.14)

где је:

$$\gamma = \frac{\mu}{E^2[I]} I^2 \tag{2.15}$$

# 2.1.4.2. Интензитетска модулација подносиоцем (SIM – subcarrier intensity modulation)

Због своје једноставности у примени IM/DD са ООК модулацијом нашла је најширу примену, међутим због одређених особина ова модулација у појединим условима и не представља најбоље решење. Како би се унапредиле карактеристике система прибегава се употреби SIM модулације. SIM модулација је преузета из RF комуникација и већ је нашла своју примену у имплементацији 4Г мреже, дигиталној телевизији, LAN мрежи и у системима са оптичким влакнима. Код ове модулације, за разлику од IM са ООК модулацијом, подешавање прага осетљивости није потребно. SIM модулација се користи за повећање капацитета система тако што се подаци различитих корисника шаљу преко различитих подносиоца. Подаци различитих корисника модулишу се различитом фреквенцом, након чега се мултиплексирају и као такви користе да интензитетски модулишу оптички извор. На пријему се користе вишеструки демодулатори како би се извршила појединачна реконструкција појединачних података [55], [58].

Интензитет оптичког сигнала када се користи SIM модулација може се представити изразом:

$$I_{S} = P(1 + ms(t)) \tag{2.16}$$

где је P средња оптичка снага, m индекс модулације, а s(t) је сигнал из електричног модулатора. Након преноса сигнала кроз канал и применом директне детекције на пријему се електрични сигнал може представити изразом:

$$w_T(t) = x(t)RPmI_s + n \tag{2.17}$$

SNR се може одредити помоћу израза:

$$\gamma = \frac{(PRmI_s)^2}{2\sigma_n^2} \tag{2.18}$$

као и средња вредност SNR [57]:

$$\bar{\gamma} = E[\gamma] = E\left[\frac{(PRmI_s)^2}{2\sigma_n^2}\right] = \frac{(PRm)^2}{2\sigma_n^2}E[I_s^2].$$
 (2.19)

Електрични SNR се може представити изразом:

$$\mu = \frac{(PRm)^2}{2\sigma_n^2} E^2[I_s]$$
 (2.20)

где је:

$$\gamma = \frac{\mu}{E^2[I]} I_s^2 \tag{2.21}$$

Највећи проблем SIM технике је неефикасна снага, а као узрок неефикасности фигуришу два разлога:

• Оптички извор је у "on" стању приликом преноса оба бита (и бита 0 и бита 1), за разлику од IM/DD - ООК, где је извор активан само приликом преноса бита 1.

 Електрични сигнал који стимулише оптички извор, не сме да буде негативан, па је потребно додавање једносмерне компоненте. Са већим бројем подносиоца потребна је и већа предајна оптичка снага, па је из тог разлога и број подносиоца ограничен [50].



Слика 2.5. Блок шема SIM система

#### 2.2. Слабљење сигнала FSO канала

Приликом простирања усмерени оптички сигнал бива ослабљен, како због изложености атмосферским условима тако и због евентуалне грешке у позиционирању предајника/пријемника. Поред атмосферских појава које утичу на простирање сигнала (киша, снег, магла, смог, прашина итд.), постоје појаве које утичу на простирање сигнала чак и када су временски услови погодни и када је атмосфера чиста. Појаве које утичу на слабљење оптичког сигнала могу се поделити на следеће категорије:

- ▶ атмосферске турбуленције,
- > атмосферско слабљење (pathloss),
- ▶ грешка позиционирања,
- > краткотрајна блокада сигнала настала због физичких препрека.

#### 2.2.1. Атмосферске турбуленције

Сунчево зрачење које апсорбује земљина површина условљава веће загревање ваздуха на површини, у односу на већим надморским висинама. Овај слој топлијег ваздуха је мање густине и због тога се издиже како би се измешао са хладнијим ваздухом изазивајући тако насумичну флуктуацију температуре ваздуха. Нехомогености изазване турбуленцијама могу се посматрати као дискретне ћелије или вртлози различитих температура који делују као рефракционе призме различитих величина и углова преламања. Интеракција оптичког сигнала и вртлога доводи до случајне варијације фазе и амплитуде оптичког сигнала на пријему. Случајне промене амплитуда услед интеракције са вртлозима назива се сцинтилација. Овакве појаве значајно могу нарушити поузданост FSO система. Атмосферске турбуленције се дефинишу по режимима и то у зависности од варијације индекса преламања и нехомогености. Класификација ових режима је у функцији растојања које оптички сигнал пређе кроз атмосферу и дефинишу се као: слаби, умерени и јаки.

Изложеност ласерских зрака турбуленцијама огледа се кроз три ефекта. Прво, због промењивог индекса преламања ћелија током простирања зрака може доћи до случајне промене правца кретања. Овај феномен је познат и као лутајући сноп. Простирање светлости кроз ваздух функционише на сличан начин као и простирање светлости кроз друге рефракционе површине (као нпр. стакло), светлост ће бити фокусирана или дефокусирана насумично, пратећи промене индекса преламања. Друго, фаза испред зрака може да варира, изазивајући тако флуктуацију интензитета или сцинтилацију. Ниво сцинтилације може се представити изразом:

$$S.I. = \frac{E[I^2]}{E^2[I]} - 1 \tag{2.22}$$

*S.I.* је индекс сцинтилације (Scintillation Index) а *I* флуктуација интензитета сигнала. И треће, сноп светлости може да се шири више него што је теоретски предвиђено [47], [49], [50], [59].

Основа у пројектовању FSO система је познавање окружења, тачније средине кроз коју ће се оптички сигнал простирати. За описивање статистике

интензитета FSO сигнала користе се математички модели. Најчешће коришћени математички модели флуктуације оптичког сигнала су: Log-normal, Gamma-Gamma, модел са негативним експонентом. Код услова слабе турбуленције, када је ведро небо Log-normal расподела је најприкладнија [60]-[62]. Gamma-Gamma расподела је нашла примену код турбуленција које условљавају ефекат малог расејања и великог преламања. У литератури најпримењенија је Gamma-Gamma јер је показала добра поклапања теоријских и експерименталних резултата. Ова расподела је нашла примену у широком дијапазону атмосферских турбуленција [8], [50], [63]. Турбуленцијски модел са негативним експонентом нашао је примену код јаких флуктуација, где је растојање између предајника и пријемника и по неколико километара и где број независних расејања постаје велики [22], [23], [50].

Напоменуто је да атмосферске турбуленције узрокују флуктуације оптичког сигнала, које се јављају као последица преламања светлости током преноса сигнала кроз атмосферски канал. Уобичајен модела турбуленције подразумева да је разноврсност медијума уствари последица присутности појединачних ћелија ваздуха или вртлога различитих пречника и индекса преламања (слика 2.6). Ефекти са којим се сигнал сусреће приликом проласка кроз турбуленцијски канал су: сцинтилација, ширење снопа и одступање снопа, играње слике и деградација просторне кохерентности.



Слика 2.6. Атмосферски канал са турбуленцијским вртлозима

Вртлози, као део атмосферских турбуленција, могу бити мали (inner scale, означавају се са  $l_0$ ) и велики вртлози (outer scale, означавају се са  $L_0$ ). Ако се посматра из перспективе геометријске оптике, ови вртлози се могу посматрати као сочива која насумично преламају светлосни зрак, што даље резултира стварању изобличења светлосног зрака на пријему сигнала. Најшире прихваћена теорија атмосферске турбуленције је Колмогорова. Претпоставка ове теорије је да кинетичка енергија великих вртлога, које карактерише параметар спољашња скала  $L_0$ , се преноси без губитака на вртлоге мањих величина, која се даље преноси на још мање, све до вртлага најмањих величина где се енергија губи због вискозности. Индекс преламања варира насумично и зависи од различитости вртлога [19], [52], [64]. Индекс преламања који зависи од времена и простора, означава се са n(r. t) и може бити представљен као збир слободног простора без турбуленција  $n_0$  и турбуленцијске компоненте случајно индуковане флуктуације  $n_1(r. t)$  где се добија израз:

$$n(r. t) = n_0 + n_1(r. t)$$
(2.23)

Важан параметар за структурну карактеризацију индекса преламања представља рефракциони индекс. Рефракциони индекс је увео Колмогоров, обележава се са  $c_n^2$ . Вредност  $c_n^2$  варира у зависности од надморске висине, а један од модела који се најчешће користи за његово представљање је Hufnagel-Valley (H– V) модел, који је представљен изразом:

$$c_n^2(h) = 0.00594 \left(\frac{\nu}{27}\right)^2 (10^{-5}h)^{10} e^{\left(-\frac{h}{1000}\right)} + 2.7 \times 10^{-16} e^{\left(-\frac{h}{1500}\right)} + \hat{A} e^{\left(-\frac{h}{100}\right)}$$
(2.24)

 $\hat{A}$  је номинална вредност  $c_n^2$  на земљи и изражава се у m<sup>-2/3</sup>, h је надморска висина изражена у метрима, v је брзина ветра на највећој надморској висини изражено у m/s.

Вредност параметра рефракционог индекса варира са променом надморске висине, хоризонтално пропагирајуће поље обично се сматра константним. Опсег рефракционог индекса креће се од  $10^{-12} m^{-2/3}$  за јаке турбуленције,  $10^{-17} m^{-2/3}$  за слабе турбуленције, са неком просечном средњом вредношћу од  $10^{-15} m^{-2/3}$  [49], [50].

#### Сцинтилација

Од свих ефеката турбуленције, FSO системи су најчешће погођени сцинтилацијом. Сцинтилација представља интеракцију ласерског снопа и вртлога која утиче на флуктуацију фазе и амплитуде оптичког сигнала на пријему. Системи који функционишу у хоризонтали, близу земљине површине, трпе максималне могуће сцинтилације. Сцинтилациони ефекат за малу флуктуацију прати Lognormal расподелу коју карактерише варијанса  $\sigma_i$ , која за равне таласе износи:

$$\sigma_i^2 = 1,23c_n^2 k^{7/6} L^{11/6} \tag{2.25}$$

$$k = 2\pi/\lambda \tag{2.26}$$

Овај израз указује на то да би веће таласне дужине креирале мању варијансу, под условом да су сви остали фактори константни.

Израз за варијансу са великим флуктуацијама:

$$\sigma_{high}^2 = 1.0 + 0.86(\sigma^2)^{-2/5} \tag{2.27}$$

Што указује на то да би мања таласна дужина креирала већу варијансу. Код креирања FSO трасе, носач мора бити најмање пет метра изнад улица или неких других извора великих сцинтилација.

#### Ширење снопа

Ширењем величине снопа на пријему услед дивергенције зрака због расејања, условљава да је ширина снопа на предајнику мања од ширине на пријемнику, ово доводи до смањења густине снаге на пријему. Величина зрака може бити окарактерисана ефективним радијусом  $a_t$ , који је удаљен од центра зрака (z=0) до места где се релативни средњи интензитет смањио за 1/е. Ефективни радијус је дат изразом [49], [50]:

$$a_t = 2,01(\lambda^{-1/5}c_n^{6/5}z^{8/5}) \tag{2.28}$$

Ширење снопа зависи од растојања предајника и пријемника, што је веће растојање то је и снага сигнала на пријему мања, док је зависност ширења од таласне дужине мала.

#### 2.3.1. Модели турбуленција

#### 2.3.1.1. Rayleigh дистрибуција

Rayleigh дистрибуција се користи у условима када између предајника и пријемника не постоји директне линија видљивости (*NLOS*), где нема стандардног простирања сигнала предајник-пријемник, већ се зраци одбијају од околних објеката и тако стижу до пријемника (слика 2.7).



Слика 2.7. Простирање зрака код Rayleigh дистрибуције

На пријему стиже више различитих зрака са одређеним временским кашњењем, што доводи до разлике у фази и амплитуди.

PDF овог модела може се представити изразом [52], [65]:

$$f(x,\sigma) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \ x > 0, \ \sigma > 0$$
(2.29)

где је  $\sigma^2$  варијанса, x случајна променљива

#### 2.3.1.2. Chi-square (Rician) дистрибуција

Chi-square дистрибуција се користи за описивање слабљења сигнала када између предајника и пријемника постоји једна снажна компонента која одговара линији видљивости, и доста слабијих компоненти. Овај модел дистрибуције је нашао примену код описивања земаљских мобилних канала у предграђима и слабо насељеним местима и код мобилних сателитских канала.

PDF Chi-square фединга може се представити изразом [5], [6]:

$$p_x(x) = \frac{x}{\sigma_x^2} e^{-\frac{(x^2 + s^2)}{2\sigma_x^2}} I_0\left(\frac{xs}{\sigma_x^2}\right), \ x > 0$$
(2.30)

где је  $I_0(.)$  Модификована Bessel функција прве врсте нултог реда,  $\sigma_x^2$  снага расејаних компоненти, *x* анвелопа сигнала и *s* амплитуда доминантне компоненте. Уколико се у претходном изразу смени:

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \tag{2.31}$$

$$\Omega = s^2 + 2\sigma^2 \tag{2.32}$$

Добија се изведени PDF израз Chi-square модела:

$$p_{x}(x) = \frac{2x(K+1)}{\Omega} e^{-K - \frac{(K+1)x^{2}}{\Omega}} I_{0}\left(2x\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right)$$
(2.33)

Као што се може видети из једначине, кључни елементи ове расподеле су K (Rician) фоктор,  $\Omega$  фактор снаге и x анвелопа сигнала. K фактор представља однос компоненти које су настале директним простирањем сигнала дуж пропагационе линије и компоненти које су настале као последица расејања. Вредност Rician фактора може варирати од 0, где се Rician модел своди на Rayleigh расподелу, па до  $\infty$  када у каналу нема фединга. Увећање вредости овог параметра доводи до побољшања преносних карактеристика сигнала [5]-[7]. Из перспективе FSO система како би се увећале вредности K фактора потребно је повећати пречник пријемника, односно предајника, повећати снагу и пропусни опсег. Фактор снаге  $\Omega$  представља укупну снагу обе компоненте и делује као фактор скалирања дистрибуције. Анвелопа сигнала x варира у складу са информацијама које се преносе.



Слика 2.8. Chi-square дистрибуција у функцији К фактора

#### 2.3.1.3. Nakagami-т дистрибуција

Nakagami-m дистрибуција је дефинисана као збир анвелопа 2m независних Gaussian случајних процеса. Функција густине вероватноће Nakagami-m дистрибуције дата је изразом [24], [66]-[68]:

$$f_V(v) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m V^{2m-1} e^{-\frac{m}{\Omega}V^2}, \quad V > 0, m \ge \frac{1}{2}$$
(2.34)

Ниво примљеног сигнала V представља просечну јачину сигнала на пријемнику. Веће вредности указују на боље услове за пријем сигнала, што резултира мањом грешком на пријему. Средња снага сигнала  $\Omega = E[V^2]$  представља просечну снагу сигнала који се простире кроз канал. Веће вредности означавају боље карактеристике комуникационог канала и мању вероватноћу грешке. Параметар расподеле фединга  $m = \frac{(\overline{V^2})^2}{(V^2 - \overline{V^2})^2}$  представља кључни фактор облика расподеле. Веће вредности указују на мању флуктуацију сигнала, што означава и нижи ниво фединга. Са  $\Gamma(.)$  је означена Gamma функција.

Параметар расподеле фединга се може представити и изразом:

$$m = \frac{E^2[V^2]}{Var[V^2]}$$
(2.35)

Параметар расподеле фединга је увек *m*≥0,5. За случај када је *m*=1, а Ω = 2σ<sup>2</sup> добија се Rayleigh расподела као специјалан случај.
Nakagami-m расподела има следеће особине:

- 3a m=1 дистрибуција се своди на Rayleigh расподелу (слика 2.9).
- За *m*=0,5 дистрибуција се своди на једнострану Gaussian расподелу (слика 2.10).
- За  $m \to \infty$  ствара се модел где нема фединга у каналу.



Слика 2.9. Nakagami-m дистрибуција за вредности параметра *m*=1, *m*=2 и *m*=3



Слика 2.10. Nakagami-т дистрибуција за вредност параметра *m*=0,5

На слици 2.9 представљен је случај када су вредности параметра m=1, m=2 и m=3, док је вредност  $\Omega$  фиксирана. За вредност m=1 добија се Rayleigh расподела, као што је и наведено у особинама. Како се вредности повећавају, тако и расподела поприма облик Chi-square расподеле са већом амплитудом осциловања. Сходно

особинама, оно што овај модел нуди је могућност моделовања у различитим условима окружења. У пракси, да би се одредило математичко очекивање, потребно је извршити мерања у различитим атмосферским условима како би се добили релевантни параметри за израчунавање.

#### 2.3.1.4. Gamma-Gamma дистрибуција

Gamma-Gamma модел је заснован на процесу модулације флуктуација светлосног сигнала који пролази кроз турбулентну атмосферу која има ефекат ниског нивоа расејања и високог нивоа преламања. Овај модел описује атмосферске флуктуације великих и малих размера, што омогућава широк опсег употребљивости код атмосферских турбуленција.

Нормализовано примљено зрачење X је дефинисано као производ два независна случајна процеса X<sub>x</sub> и X<sub>y</sub>:

$$X = X_x \cdot X_y \tag{2.36}$$

PDF ових процеса предсављена је изразима:

$$f(X_x) = \frac{\alpha(\alpha X_x)^{\alpha - 1}}{\Gamma(\alpha)} e^{-\alpha X_x} ; X_x > 0 ; \alpha > 0$$
(2.37)

$$f(X_y) = \frac{\beta(\beta X_y)^{\beta-1}}{\Gamma(\beta)} e^{-\beta X_y} ; X_y > 0 ; \beta > 0$$
(2.38)

Основни принцип поставке овог модела је груписање зрачења као производ два независна случајна процеса, при томе да сваки од њих има Gamma PDF [6], [50], [69], [70]. Уколико се израз (2.36) напише у облику  $X_y = X / X_x$ , а онда смени у једначину (2.38) добија се:

$$f(X|X_{x}) = \frac{\beta(\beta \frac{X}{X_{x}})^{\beta-1}}{\frac{X_{x}\Gamma(\beta)}{X_{x}\Gamma(\beta)}} e^{-\beta \frac{X}{X_{x}}}$$
(2.39)

PDF Gamma-Gamma модела добија се из израза:

$$p_X(X) = \int_0^\infty f(X|X_x) f(X_x) dX_x$$
(2.40)

Заменом једначина (2.37) и (2.39) у (2.40) и решавањем задатог интеграла добија се коначан израз за Gamma-Gamma расподелу:

$$p_{x}(X) = \frac{2(\alpha\beta)^{\frac{\alpha+\beta}{2}}}{\Gamma(\alpha)\Gamma(\beta)} X^{\frac{\alpha+\beta}{2}-1} K_{\alpha-\beta} \left(2\sqrt{\alpha\beta X}\right), X > 0$$
(2.41)

где је X интензитет сигнала,  $\Gamma(.)$  Gamma функција, K(.) модификована Bessel функција друге врсте n-тог реда. Параметри  $\alpha$  и  $\beta$  су кључни фактори ове дистрибуције и представљају ефективан број великих и малих вртлога у процесу расејања. Број великих вртлога се добија из израза:

$$\alpha = \left[ \exp\left(\frac{0.49\sigma_R^2}{\left(1+1.1\sigma_R^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{5}{6}}}\right) - 1 \right]^{-1}$$
(2.42)

број малих вртлога се добија из израза:

$$\beta = \left[ \exp\left(\frac{0.51\sigma_R^2}{\left(1+0.69\sigma_R^{\frac{12}{5}}\right)^{\frac{5}{6}}}\right) - 1 \right]^{-1}$$
(2.43)

где је:

$$\sigma_R^2 = 1,23C_n^2 k^{7/6} L^{11/6} \tag{2.44}$$

 $C_n^2$  је рефракциони индекс,  $k=2\pi/\lambda$  таласни број, а L пропагациона дистанца.

У табели 2.3. су дате вредности параметара код слабе, умерене и јаке турбуленције, док табела 2.4 даје опште карактеристике параметара ове дистрибуције и упоређује их са параметрима Chi-square и Nakagami-m дистрибуције [71].

| Параметар    | Слаба        | Умерена     | Јака турбуленција |  |
|--------------|--------------|-------------|-------------------|--|
|              | турбуленција | тубуленција |                   |  |
| α            | 11,6         | 4           | 4,2               |  |
| β            | 10,1         | 1,9         | 1,4               |  |
| $\sigma_R^2$ | 0,2          | 1,6         | 3,5               |  |

Табела 2.3. Вредности параметара код турбуленција

|                                 | Назив  | Ознякя                 | Опис параметра   |  |  |
|---------------------------------|--|------------------------|--|--|--|
|                                 | Параметра  | Commu                  |  |  |  |
| Gamma-<br>Gamma<br>дистрибуција | Атмосферска<br>турбуленција<br>Индекс<br>преламања | $C_n^2[{ m m}^{-2/3}]$ | Слаба Умерена Јака $10^{-17}$ - $10^{-15}$ $10^{-14}$ $10^{-13}$   |  |  |
|                                 | Rytov<br>варијанса                                 | $\sigma_R^2$           | $0 < \sigma_R^2 \le 0.3$ $0.3 < \sigma_R^2 \le 5$ $\sigma_R^2 > 5$   |  |  |
|                                 | Таласна<br>дужина                                  | $\lambda[nm]$          | Веће вредности овог параметра<br>условљавају ниже вредности<br>варијансе, што смањује флуктуације у<br>фазном аспекту сигнала.   |  |  |
|                                 | Пропагациона<br>дистанца                           | L[m]                   | Повећање вредности дистанце<br>условљава и повећање вредности Rytov<br>варијансе.  |  |  |
| Chi-square<br>дистрибуција      | К-фактор   | <i>K</i> [dB]          | Однос доминантне компоненте и компоненти насталих као последица расејања. За вредност $K=0$ Chi-square модел се своди на Rayleigh модел Повећавањем вредности $K$ фактора доприноси поправљању преносних карактеристика сигнала, када $K \to \infty$ добија се канад без фединга |  |  |
|                                 | Укупна снага<br>сигнала                            | $\Omega[W]$            | Означава укупну снагу обе компоненте<br>и делује као фактор скалирања<br>дистрибуције.   |  |  |
|                                 | Анвелопа<br>сигнала                                | x                      | Варира у зависности од информација које преноси.   |  |  |
| Nakagami-m<br>дистрибуција      | Параметар<br>дистрибуције<br>фединга               | т                      | Овај параметар је увек $m \ge 0,5$ . Уколико<br>је вредност $m=1$ као резултат се добија<br>Rayleigh дистрибуција.<br>Веће вредности параметра m указују на<br>нижи ниво флуктуације сигнала, за<br>$m \to \infty$ у каналу нема фединга.  |  |  |
|                                 | Ниво<br>примљеног<br>сигнала                       | V                      | Веће вредности овог параметра указују<br>на боље услове на пријему сигнала.  |  |  |
|                                 | Средња<br>снага<br>сигнала                         | Ω                      | Веће вредности указују на боље<br>преносне карактеристике сигнала, што<br>умањује вероватноћу грешке на<br>пријему.  |  |  |

Табела 2.4. Карактеристике параметара Gamma-Gamma, Chi-square и Nakagami-m дистрибуције



Слика 2.11. Gamma-Gamma расподела код слабе, умерене и јаке турбуленције

Овај модел се добро уклапа у експериментална мерења зрачења. Применом израза за Gamma-Gamma расподелу могу се представити различите јачине атмосферских турбуленција. На представљеном графику се јасно могу видети разлике у расподели у зависности од јачине турбуленција (слика 2.11). Може се закључити да померање турбуленције од слабије ка јачој узрокује ширење дистрибуције, наравно уз повећање опсега зрачења.

#### 2.3.1.5. Инверзна Gamma дистрибуција

Овом дистрибуцијом се могу моделовати случајне промењиве чије су вредности обрнуто пропорционалне Gamma дистрибуцији. Инверзна Gamma је дистрибуција која се не користи често код моделовања FSO комуникацијских система. У овој дисертацији је представљен нови статистички модел за генерисање атмосферских турбуленција, за чије креирање је коришћена ова дистрибуција, па је из тог разлога и допринос ове дисертације већи. PDF инверзна Gamma модела може се представити изразом [8], [72]:

$$f_{I_y}(I_y) = \frac{(b-1)^b}{I_y^{b+1}\Gamma(b)} \exp{-\frac{b-1}{I_y}}$$
(2.45)

где *b* представља параметар дистрибуције, и може се одредити из израза:

$$b = \frac{1}{\exp(\sigma_{ls}^2) - 1} + 2 \tag{2.46}$$

 $\sigma_{ls}^2$  се може добити из израза:

$$\sigma_{ls}^2 = \sigma_{ls}^2(l_0) - \sigma_{ls}^2(L_0)$$
(2.47)

и представља log-irradiance варијансу зрачења где су  $\sigma_{ls}^2(l_0)$  и  $\sigma_{ls}^2(L_0)$  ефекти флуктуације вртлога великих и малих размера.

$$\sigma_{ls}^{2}(l_{0}) = 0.04\sigma_{1}^{2} \left(\frac{\eta_{Xa}Q_{ls}}{\eta_{Xa}+Q_{ls}}\right)^{7/6} \left[1 + 1.75 \left(\frac{\eta_{Xa}}{\eta_{Xa}+Q_{ls}}\right)^{1/2} - 0.25 \left(\frac{\eta_{Xa}}{\eta_{Xa}+Q_{ls}}\right)^{7/12}\right] \quad (2.48)$$

где је:

$$\eta_{Xa} = \frac{8,56}{1+0,18a^2+0,20\sigma_R^2 Q_{ls}^{1/6}} \tag{2.49}$$

$$Q_{ls} = \frac{10,89L}{kl_0^2} \tag{2.50}$$

 $k=2\pi/\lambda$  означава таласни број, где је  $\lambda$  таласна дужина,  $l_0$  представља вртлоге малих размера (изражавају се у mm), док  $\sigma_R^2 = 1,23C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$  представља Rytov варијансу,  $C_n^2$  је индекс преламања који се најчешће користи за дефинисање јачине турбуленције и *L* представља пропагациону дистанцу.

$$\sigma_{ls}^{2}(L_{0}) = 0.04\sigma_{1}^{2} \left(\frac{\eta_{Xa_{0}}Q_{ls}}{\eta_{Xa_{0}}+Q_{ls}}\right)^{7/6} \left[1 + 1.75 \left(\frac{\eta_{Xa_{0}}}{\eta_{Xa_{0}}+Q_{ls}}\right)^{1/2} - 0.25 \left(\frac{\eta_{Xa_{0}}}{\eta_{Xa_{0}}+Q_{ls}}\right)^{7/12}\right] (2.51)$$

где је:

$$\eta_{Xa_0} = \frac{\eta_{Xa}Q}{\eta_{Xa}+Q} \tag{2.52}$$

$$Q = \frac{64\pi^2 L}{kL_0^2}$$
(2.53)

 $d = \sqrt{k(2a)^2/4L}$  је еквивалентни пречник отвора, са *a* је означен полупречник отвора пријемника, док  $L_0$  означава вртлоге великих размера.

#### 2.3.1.6. М (Малага) модел

Малага модел је креиран од стране А. Хуардо-Навас, Ј.М. Гаридо Барселс, J. Ф. Парис и Антонио Пуерто-Нотарио на Малага универзитету (по чему је и добио име). Они су развили функционални модел PDF који обједињује све претходне моделе у општу формулацију затвореног облика. М модел обједињује у аналитичком изразу највише статистичких модела који су предложени у литератури. Многи од модела који су анализирани у претходном делу сматрају се посебним случајевима М дистрибуције.

Полазна тачка М модела флуктуације је зрачење неограниченог таласног фронта који се простире кроз хомогену, изотропну турбуленцију у којој се налази.

М модел се заснива на физичком моделу процеса расејања који је предложен у литератури [73]. Приликом простирања електромагнетних таласа који се шире кроз турбулентну средину са случајним индексом преламања, део енергије се расипа, а облик вероватноће зрачења се дефинише према врсти расипања. Основа М дистрибуције је концепт алтернатвног физичког модела код генерисања флуктуације малих размера. Код овог модела укључене су три компоненте, LOS компонента, компонента расејања и компонента која је уско повезана са LOS компонентом. На слици 2.12 је приказана појединачна расподела компоненти [74]-



Слика 2.12. Малага модел атмосферске турбуленције

Укупно поље може се представити изразом:

$$U = (U_L + U_S^C + U_S^G)e^{\chi + jS}$$
(2.54)

где су:

$$U_L = \sqrt{G} \sqrt{\Omega} e^{j\Phi_A} \tag{2.55}$$

$$U_S^C = \sqrt{G} \sqrt{\rho 2 b_0} e^{j \Phi_B} \tag{2.56}$$

$$U_{S}^{G} = \sqrt{(1-\rho)}U_{S}^{\prime}$$
(2.57)

где је  $\Omega = E[|U_L|^2]$  просечна снага LOS компоненте, E[.] представља оператор очекивања,  $2b_0 = E[|U_S^c|^2 + |U_S^g|^2]$  је просечна снага компоненти укупног расејања,  $\Phi_A$  и  $\Phi_B$  су детерминистичке фазе LOS компоненте и компоненте расејања повезане на LOS компоненту,  $\rho$  је фактор количине расејања снаге компоненте спојене на LOS компоненту (зависи од дужине деонице којом се сигнал простире),  $U'_S$  је сложена Gaussian кружна случајна променљива,  $\chi$  и *S су* случајне променљиве log-амплитудне и фазне флуктуације [74].

Оправданост везивања LOS компоненте расејања  $U_S^C$  образложено је у литератури [70], у којој је наведено да ако је турбулентна средина толико мала да се вишеструко расејање може занемарити, кашњења примљених расејаних снопова из више праваца прикупљени на пријемнику са ограниченом дифракцијом ће бити мала у односу на пропусни опсег. Онда се кохерентно расуто поље комбинује са нерасејаним пољем где ће бити креирана компонента поља без интерференције, на сличан начин као што се  $U_S^C$  комбинује са  $U_L$  у предложеном моделу. Када је турбулентна средина густа, онда се нераспршена компонента поља може занемарити. Из једначине (2.54) представљено зрачење (irradiance) се може изразити као:

$$I = |U_L + U_S^C + U_S^G|^2 e^{2\chi} = |\sqrt{G}\sqrt{\Omega}e^{j\Phi_A} + \sqrt{G}\sqrt{\rho^2 b_0}e^{j\Phi_B} + \sqrt{(1-\rho)}U_S'|e^{2\chi}$$
(2.58)

цео овај израз се може написати и као:

$$I = |U_L + U_S^C + U_S^G|^2 e^{2\chi} = YX$$
 (2.59)

где  $Y \triangleq |U_L + U_S^C + U_S^G|^2$  означава флуктуације малих размера,  $X \triangleq e^{2\chi}$  флуктуације великих размера.

Из једначине (2.54) може се преписати нископропусни еквивалентни омотач као:

$$R(t) = (U_L + U_S^C + U_S^G) = \sqrt{G} \left[ \sqrt{\Omega} e^{j\Phi_A} + \sqrt{\rho b_0} e^{j\phi_B} \right] + \sqrt{(1-\rho)} U_S'$$
(2.60)

где је Rician појединачни модел засенчења састављен од Rayleigh случајног фазора (независна компонента расејања  $U'_S$ ) и Nakagami расподеле  $\sqrt{G}$ .

Флуктуације мањих размера могу се изразити функцијом густине вероватноће израчунавањем очекивања Rayleigh модела у односу на Rayleigh расподелу:

$$f_Y(y) = \frac{1}{g} \left[ \frac{g\beta}{g\beta + \Omega'} \right]^\beta e^{-\frac{y}{g}} {}_1F_1\left(\beta; 1; \frac{1}{g} \frac{\Omega'}{(g\beta + \Omega')} y\right)$$
(2.61)

где је  $\beta \triangleq (E[G])^2 / Var[G]$  вредност фединг параметра са Var[.] оператором варијансе,  $|\cdot|$  апсолутном вредношћу

$$\gamma = 2b_0(1 - \rho) \tag{2.62}$$

$$\Omega' = \Omega + \rho 2b_0 + 2\sqrt{2b_0\Omega_\rho}\cos(\phi_A - \phi_B)$$
(2.63)

где је  ${}_{1}F_{1}(a; c; x)$  Киттег хипергеометријска функција првог реда.

Густина вероватноће флуктуација већих размера је прихваћено да буде Lognormal амлитуде, међутим како би се избегао бесконачни интеграл врши се апроксимација Log-normal фунције Gamma функцијом, јер је много погоднија аналитичка структура [73], [74], [76]-[78].

$$f_X(x) = \frac{\alpha^{\alpha}}{\Gamma(\alpha)} x^{\alpha - 1} e^{-\alpha x}$$
(2.64)

α је позитиван параметар који је везан за ефективну вредност вртлога великих размера у процесу расејања.

PDF М модела за примљени оптички сноп представљена је изразом:

$$f_{I}(I) = A \sum_{K=1}^{\beta} a_{k} I^{\frac{\alpha+k}{2}-1} K_{\alpha-k} \left( 2 \sqrt{\frac{\alpha\beta I}{\gamma\beta+\Omega'}} \right)$$
(2.65)

где је:  

$$\begin{cases}
A \triangleq \frac{2\alpha^{\frac{\alpha}{2}}}{\gamma^{1+\frac{\alpha}{2}}\Gamma(\alpha)} \left(\frac{\gamma\beta}{\gamma\beta+\Omega'}\right)^{\beta+\frac{\alpha}{2}} \\
a_{k} \triangleq {\binom{\beta-1}{k-1}} \frac{(\gamma\beta+\Omega')^{1-\frac{k}{2}}}{(k-1)!} \left(\frac{\Omega'}{\gamma}\right)^{k-1} \left(\frac{\alpha}{\beta}\right)^{\frac{k}{2}}.
\end{cases}$$
(2.66)

где је  $\binom{\beta}{k}$  биноминални коефицијент,  $\Gamma(.)$  Gamma функција.

М модел је познат по томе што се врло лако може свести на неку другу расподелу која се може користити у зависности од услова турбуленције кроз коју се зрак простире. Овај модел показује изузетне резултате, како у теоријском смислу тако и у погледу симулација. У табели 2.5 наведен је пример свођења параметара на неке задате вредности, па се М дистрибуција може свести на неку другу расподелу.

| Модел расподеле               | Генерисање   |  |  |
|-------------------------------|--|--|--|
| Rician-Nakagami               | $ ho=0 \ { m Var}[ U_L ]=0$  |  |  |
| Log-normal                    | $\rho = 0$ $Var[ U_L ] = 0$ $\gamma \rightarrow 0$                                   |  |  |
| Gamma                         | ho=0<br>$\gamma=0$   |  |  |
| Shadowed-Rician дистрибуција  | Var[  <i>X</i>  ]=0  |  |  |
| К дистрибуција                | ${\it \Omega}=0$ и $ ho=0$<br>или ${\it \beta}=1$                                    |  |  |
| НК (Homodyned K) дистрибуција | $egin{array}{c} arOmega = 0 \  ho = 0 \ X = \gamma \end{array}$                      |  |  |
| Exponential дистрибуција      | $ \begin{array}{c} \Omega = 0 \\ \rho = 0 \\ \alpha \rightarrow \infty \end{array} $ |  |  |
| Gamma- Rician дистрибуција    | $\beta \rightarrow \infty$   |  |  |
| Gamma- Gamma дистрибуција     | $\begin{array}{c} \rho = 1\\ \gamma = 0\\ \mathcal{Q} = 1 \end{array}$               |  |  |

Табела 2.5. Модели дистрибуција који се могу извести из М модела

### 2.3.2. Атмосферско слабљење

Приликом простирања оптички сигнал је изложен различитим временским условима (киша, снег, магла итд). Чак и у условима када је чисто небо, у ваздуху циркулишу честице које имају значајан утицај на простирање сигнала. Оптички сигнал који се простире кроз атмосферски канал интерагује са ситним честицама у атмосфери, а та интеракција се одвија на нивоу фотона и молекула који улазе у састав атмосфере. Атмосферско слабљење се јавља као последица интеракције оптичког зрака са ситним честицама у атмосфери где долази до расејања и апсорпције. До апсорпције долази када ситне честице које се налазе у атмосфери апсорбују фотоне, па се енергија фотона претвара у топлотну. Код расејања долази до промене правца кретања зрака услед интеракције са ситним честицама у атмосфери. До расејања не долази због кишовитог или снежног времена, већ као последица магле и измаглице. Кишне капи и снежне пахуљице су знатно већих димензија у односу на таласне дужине оптичког сигнала, па у том смислу немају значајан утицај на простирање сигнала. Са друге стране, магла и измаглица се састоје од ситних честица водене паре, прашине и различитих честица издувних гасова, које су по структури приближне димензијама таласних дужина оптичког сигнала, па из тог разлога имају значајан утицај на простирање оптичког сигнала. Потребно је напоменути да се атмосферска слабљења чешће јављају као последица расејања, а ређе као последица апсорпције. Атмосферско слабљење може у значајној мери ограничити пропусни опсег комуникацијског канала. Приликом планирања имплементације FSO система, морају се узети у обзир губици настали због расејања и апсорпције. Показало се да је расејање мање када се урачуна ефекат вишеструког расејања. Да би се процениле перформансе FSO система неопходно је укључити вишеструко расејање за што дужу пропагациону дистанцу, како би се одредио максималан домет сигнала у специфичним околностима [48], [50], [52], [79].

За представљање атмосферског слабљења користи се Beer- Lambert закон:

$$I_l = e^{-\sigma L} \tag{2.67}$$

где је  $\sigma$  коефицијент слабљења и зависи од временских услова, L је пропагациона дистанца.

Овај закон описује пропустљивост оптичког поља кроз атмосферу као функција пропагационе дистанце. Обично се за простирање светлосног снопа користи зона у атмосферском каналу која има минималан степен апсорпције, па је зато коефицијент слабљења *σ* завистан само од степена расејања.

#### 2.3.3. Грешка позиционирања

Приликом пројектовања FSO система строго се води рачуна о положају предајника и пријемника. Због услова који владају око примо/предајника идеалан положај није могуће креирати, али се тежи томе да грешке позиционирања не утичу у значајној мери на простирање сигнала. Резултујући губитци настали као последица неусклађености, на кратким растојањима (до 1 km) не представљају већи проблем, док се за веће пропагационе дистанце свакако не могу занемарити. Обично се предајници и пријемници постављају на високим зградама, па услед налета јаких ветрова или топлотних ширења долази до благог љуљања зграда. Као последица оваквих померања настају вибрације оптичког снопа, тачније померање по вертикалној и хоризонталној оси, а овакве појаве се називају џитер (*jitter*). Уобичајене вредности џитера које се помињу у литератури [11]-[13] крећу се од 0,0033-0,3mrad.

Грешка позиционирања може такође да се јави услед лошег позиционирања ласера, тачније ако центар светлосног снопа предајника не "гађа" у центар детектора пријемника. Ова појава представља грешку насталу због прецизности ласера (boresight) [9], [10]. Boresight је фиксни померај између центра извора светлосог снопа и центра пријемника. Стандардни земаљски FSO системи су пројектовани тако да је грешка помераја приближно једнака нули, међутим пошто је наведено да се пријемник и предајник често постављају на високим зградама које нису имуне на топлотна ширења, треба укалкулисати овај фактор помераја. Овај ефекат деградације FSO систама може се дефинисати кроз два облика, када грешка услед помераја ласера не постоји (zero boresight) и када постоји (non-zero boresight). Код zero boresight хоризонтални и вертикални помаци су моделовани са нултом средњом вредношћу Gaussian (Гаусове) дистрибуције, док се код non-zero boresight облика хоризонтални и вертикални помераји моделују помоћу средње Gaussian расподеле различите од нуле. Радијални помаци за zero boresight и non-zero boresight моделовани су Rayleigh и Chi-square дистрибуцијом. Усредњавање отвора примо-предајника је једноставан и јефтин начин за компензацију грешке узроковане грешком позиционирања.

PDF функција када постоји грешка позиционирања може се представи изразом [14]-[17]:

$$f_{I_P}(I_P) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} I_P^{\xi^2 - 1}, 0 \le I_P \le A_0$$
(2.68)

где  $\xi = \omega_{Leq}/2\sigma_S$  представља однос између еквивалентног радијуса снопа на пријемнику и стандардне девијације, где је  $\omega_{Leq}^2 = (\omega_L^2 \sqrt{\pi} \text{erf}(v))/(2ve^{-v^2}), v = (\sqrt{\pi}a)/(\omega_L \sqrt{2})$  и представља количник између кружног детектора *a* и ширине оптичког снопа  $\omega_L$  који се налази на удаљености *L* од предајника, *I<sub>P</sub>* је грешка позиционирања,  $A_0 = [erf(v)]^2$  је укупна оптичка снага за услов да је zero boresight, erf(.) је функција грешке.

#### 2.3.4. Краткотрајна блокада сигнала настала због физичке препреке

Краткотрајне блокаде сигнала због физичке препреке настају када нешто или неко прекине сигнал у протоку информација од предајника до пријемника. Када се говори о оваквој врсти прекида, обично се ради о кратким временским интервалима који трају онолико колико је и препрека на путу преноса сигнала, а када се препрека уклони наставља се даље са преносом сигнала. Најчешћи изазивачи оваквих прекида су птице и инсекти, а понекад се могу десити и прекиди приликом извођења радова на високим зградама. Када се јаве појединачно, овакви прекиди обично не могу угрозити поузданост FSO система, међутим проблем може настати када уместо једне птице пролети јато птица, онда се јавља више кашњења са прекидима. Тачно је да се овакве појаве не дешавају често, али их свакако не треба занемарити. Овакви проблеми могу се превазићи коришћењем дивергентних оптичких зрака или употребом више ласера (просторна разноликост). Ова решења поправљају перформансе система у околностима када постоје кратки прекиди.

# 3. ПРОЈЕКТОВАЊЕ FSO СИСТЕМА КОРИШЋЕЊЕМ МАТЕМАТИЧКИХ МОДЕЛА

Напредак у производњи оптичких уређаја и технологије омогућио је повећање капацитета преноса података, што је довело до тога да имамо интернет какав данас познајемо. Примена оптичких влакана допринела је напретку повећања брзине преноса података као и у величини пропусног опсега. Међутим проблем настаје када имплементацију оптике није могуће реализовати. У ситуацијама када из објективних разлога није могуће приступити крајњем кориснику, FSO се намеће као најпогодније решење. FSO је нашао примену у надоградњи система оптичких влакана. Њихова имплементација је значајна у превазилажењу неприступачног терена, пруга, река и свеобухватно услова где имплементација оптичких влакана није могућа. FSO се може користити и као привремени "бајпас" када дође до прекида преноса података путем оптичких влакана. Ови системи су нашли најширу примену у "last mile" комуникационим системима [4], [80], [81].

Пренос података високе резолуције путем FSO система нуди велику предност. Неке од предности употребе FSO система су: велика брзина преноса (до 30 усмереност зрака, отпорност на електромагнетно Gbps), зрачење, нелиценцирани фреквенцијски опсег, флексибилност, ниска цена имплементације, безбедност итд. Међутим, постоје и недостаци који се манифестују у виду сметњи које се могу појавити. Приликом простирања усмереног оптичког снопа, светлосни сигнал бива ослабљен како због изложености атмосферским турбуленцијама тако и због евентуалне грешке у позиционирању предајника/пријемника. Кашњења у преносу узрокована овим појавама могу довести до грешке у преносу информација, што је последица нетачно пренешених битова. Да би се предвиделе овакве околности од суштиноског значаја је статистичко моделовање атмосферских турбуленција. Познавање окружења је основа у пројектовању FSO система. За описивање статистике интензитета FSO сигнала користе се математички модели. Због изузетне сложености везано за математичко моделирање атмосферских турбуленција, не постоји универзални модел који би важио за све режиме атмосферских утицаја. Најчешће коришћени математички модели флуктуација оптичког сигнала у турбулентном каналу су: Log-normal [19]-[21], Gamma-Gamma [6], [50], [69], [70], модел са негативним експонентом [22], [23], Nakagami [6], [24], Chi-square модел [5], [7], [25]. Код услова турбуленција слабих размера, када је ведро небо, Log-normal расподела је најприкладнија [60]-[62]. Због добрих поклапања теоријских и експерименталних резултата у литератури најчешћу примену је нашла Gamma-Gamma расподела [50], [52], [63]. Сви ови модели креирају се истовременим утицајем вртложних флуктуација малих и великих размера. Математичким моделовањем вртлога великих и малих размера може се креирати турбуленцијски канал као што је представљен у раду [8]. Овде је представљен нов модел, код којег је за моделовање флуктуација малих размера коришћена Gamma дистрибуција, док су вртлози великих размера моделовани инверзном Gamma дистрибуцијом. Показало се да новодобијени модел даје једнако добре резултате, како експериментално, тако и у рачунарској симулацији у поређењу са поменутом Gamma-Gamma расподелом. Код модела који је представљен у раду [82] Lognormal-Rician расподела креирана је на тај начин да је за моделовање вртложних флуктуација малих размера коришћена Lognormal расподела, док је за моделовање флуктуација великих размера коришћена Rician расподела. Представљени модел има добра поклапања експерименталних резултата са резултатима добијених софтверском симулацијом.

У циљу моделирања и предвиђања перформанси FSO система у овом раду је представљен нови модел који је настао коришћењем два независна статистичка модела. За моделовање вртложних флуктуација малих размера (small scale) коришћен је Chi-square модел, док је за моделовање вртложних флуктуација великих размера (large scale) коришћена инверзна Gamma расподела [8]. Као резултат производа ова два независна статистичка модела [70] добијена је нова PDF која уједно представља нови турбуленцијски канал. Како би се извршила потпуна анализа FSO система, у дисертацији су за предложени модел коришћењем ООК модулације представљени резултати за ABER. Резултати добијени коришћењем новог Chi-square – инверзна Gamma модела су презентовани у раду [83].

Истраживање је подељено на четири дела. Први део описује процес добијања нове PDF и CDF и анализира предложени алгоритам за FSO пренос. У

другом делу се представља израз за PDF који се односи на грешку помераја. У трећем делу су презентовани нови изрази за ABER помоћу којих се врши анализа перформанси FSO система. У четвртом делу су представљени и дискутовани резултати за новодобијени модел у различитим условима атмосферских турбуленција.

# 3.1. Нови турбуленцијски модел

За моделовање вртложних флуктуација малих размера користи се Chi-square дистрибуција:

$$f_{I_{x}}(I_{x}) = \frac{(1+K)}{\Omega} \times exp\left(-K - \frac{(1+K)I_{x}}{\Omega}\right) I_{0}\left(2\sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}I_{x}\right)$$
(3.1)

где  $I_n(.)$  представља модификовану Bessel функцију n-тог реда прве врсте [84, Eq. 8.431], параметар  $\Omega$  представља укупну снагу сигнала на пријему, K је Rician фоктор који осликава однос снага доминантне компоненте и компоненти које су настале као последица расејања,  $I_x$  представља зрачење на пријемнику [5]-[7], [25].

За моделовање флуктуација великих размера користи се инверзна Gamma расподела, која је представљена изразом [8]:

$$f_{I_y}(I_y) = \frac{(b-1)^b}{I_y^{b+1}\Gamma(b)} exp - \frac{b-1}{I_y}$$
(3.2)

где *b* представља параметар дистрибуције, и може се израчунати из израза:

$$b = \frac{1}{exp(\sigma_{ls}^2) - 1} + 2 \tag{3.3}$$

 $\sigma_{ls}^2$  се може добити из израза:

$$\sigma_{ls}^2 = \sigma_{ls}^2(l_0) - \sigma_{ls}^2(L_0)$$
(3.4)

и представља log-варијансу зрачења где су  $\sigma_{ls}^2(l_0)$  и  $\sigma_{ls}^2(L_0)$  ефекти флуктуација вртлога великих и малих размера.

$$\sigma_{ls}^{2}(l_{0}) = 0.04\sigma_{1}^{2} \left(\frac{\eta_{Xa}Q_{ls}}{\eta_{Xa}+Q_{ls}}\right)^{7/6} \left[1 + 1.75 \left(\frac{\eta_{Xa}}{\eta_{Xa}+Q_{ls}}\right)^{1/2} - 0.25 \left(\frac{\eta_{Xa}}{\eta_{Xa}+Q_{ls}}\right)^{7/12}\right] \quad (3.5)$$

где је:

$$\eta_{Xa} = \frac{8,56}{1+0,18a^2+0,20\sigma_R^2 Q_{ls}^{1/6}} \tag{3.6}$$

$$Q_{ls} = \frac{10,89L}{kl_0^2} \tag{3.7}$$

 $k=2\pi/\lambda$  означава таласни број, где је  $\lambda$  таласна дужина,  $l_0$  представља вртлоге малих размера (изражавају се у mm), док је  $\sigma_R^2=1,23C_n^2k^{7/6}L^{11/6}$  и представља Rytov варијансу,  $C_n^2$  је индекс преламање који се користи за дефинисање интензитета турбуленција, а *L* је пропагациона дистанца.

$$\sigma_{ls}^{2}(L_{0}) = 0.04\sigma_{1}^{2} \left(\frac{\eta_{Xa_{0}}Q_{ls}}{\eta_{Xa_{0}}+Q_{ls}}\right)^{7/6} \left[1 + 1.75 \left(\frac{\eta_{Xa_{0}}}{\eta_{Xa_{0}}+Q_{ls}}\right)^{1/2} - 0.25 \left(\frac{\eta_{Xa_{0}}}{\eta_{Xa_{0}}+Q_{ls}}\right)^{7/12}\right] (3.8)$$

где је:

$$\eta_{Xa_0} = \frac{\eta_{Xa}Q}{\eta_{Xa} + Q} \tag{3.9}$$

$$Q = \frac{64\pi^2 L}{kL_0^2} \tag{3.10}$$

 $d = \sqrt{k(2a)^2/4L}$  је еквивалентни пречник отвора, са *a* је означен полупречник отвора пријемника, док  $L_0$  означава вртлоге великих размера.

Резултујућа атмосферска турбуленција може се моделовати као производ два независна статистичка модела [70]. Зрак примљеног оптичког сигнала може се креирати као производ две врсте флуктуација  $I_z = I_x I_y$ , док се PDF може добити из израза:

$$p_{I_z}(I_z) = \int_0^\infty f_{I_x}(I_z | I_y) f_{I_y}(I_y) dI_y$$
(3.11)

сменом једначина (3.1) и (3.2) у једначину (3.11) и одређивањем модификоване Bessel функције  $I_n(.)$  п-тог реда прве врсте [84, Eq. 8.432] као резултат решеног интеграла из [84, Eq. 3.478.4] добија се израз:

$$p_{I_{Z}}(I_{Z}) = \sum_{p=0}^{+\infty} \frac{\Gamma(p+b+1)(b-1)^{b}(1+K)^{p+1}K^{p}\Omega^{b}I_{Z}^{p}}{\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)((1+K)I_{Z}+(b-1)\Omega)^{b+p+1}} \exp(-K)$$
(3.12)

добијени израз представља PDF Chi-square - инверзна Gamma модела.

На сликама 3.1 и 3.2 представљена је нова расподела у условима када су примењени различити параметри система.



Слика 3.1. PDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредности *K*=2, *K*=5 *u K*=8 у условима слабе турбуленције



Слика 3.2. PDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредност *K*=2 у условима слабе, умерене и јаке турбуленције

Како би се установила релевантност PDF потребно је одредити CDF. Израз за одређивање CDF представљен је једначином (3.13):

$$F_{I_z}(I_z) = \int_0^\infty p_{I_z}(I_z) dI_z$$
 (3.13)

Решавањем овог интеграла добија се израз за CDF:

$$F_{z}(z) = \sum_{0}^{+\infty} \frac{K^{p} e^{-K_{\Gamma}(p+b+1)}}{\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)} B\left(p+1, b, \frac{(1+K)I_{z}}{(1+K)I_{z}+(b-1)\gamma}\right)$$
(3.14)

где В(.) представља одговарајућу бета функцју.

Графички приказ CDF представљен је на сликама 3.3 и 3.4.



Слика 3.3. CDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредности *K*=2, *K*=5 и *K*=8 у условима слабе турбуленције



Слика 3.4. CDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредност *K*=2 у условима слабе, умерене и јаке турбуленције

## **3.2.** Pointing error модел

Поред атмосферских турбуленција значајан утицај на квалитет пренешеног сигнала има грешка позиционирања. Грешка позиционирања се јавља као последица неуслкађености између предајника и пријемника. Ефекти који утичу на појаву грешке позиционирања су термално ширење, слабији земљотреси, љуљање зграде услед јачих ветрова. За јасније представљање грешке позиционирања презентован је модел коришћен у литератури [15]. Претпоставка овог модела је Gaussian просторни интензитетски профил слабљења оптичког сигнала  $w_z$  на површини пријемника и кружног отвора полупречника *а*. Оба, хоризонтална и вертикална померања су моделована независном Gaussian дистрибуцијом, тако да се радијални померај *r* на детектору пријемника одређује по Rayleigh дистрибуцији са џитер варијансом  $\sigma_s^2$ . PDF од  $I_p$  представља се помођу израза:

$$f_{I_p}(I_p) = \frac{\xi^2}{A_0^{\xi^2}} I_p^{\xi^2 - 1}, \quad 0 \le I_p \le A_0 ;$$
(3.15)

где је  $\xi = w_L e_q/2\sigma_s$ ,  $w_L e_q$  еквивалентни полупречник пријемног зрака, а  $\sigma_s$  вредност грешке помераја стандардне девијације (jitter) на пријему.

$$w_{Leq}^{2} = w_{L}^{2} \frac{\operatorname{erf}(v)\sqrt{\pi}}{2v} \exp(v^{2})$$
(3.16)

где је  $v = \frac{\sqrt{\pi a}}{\sqrt{2}w_L}$ ,  $A_0 = [erf(v)]^2$ , erf(.) означава функцију грешке.

Користећи претходне изразе креираће се модел стохастичких FSO канала који се налази под дејством и сцинтилација изазване атмосферском турбуленцијом и фединга који је настао услед неусклађености предајника и пријемника. PDF, *f*<sub>1</sub>(*I*) стања канала добија се израчунавањем интеграла:

$$f_{I}(I) = \int f_{I}(I|I_{z}) f_{I_{z}}(I_{z}) dI_{z}; \qquad (3.17)$$

где је:

$$f_{I}(I|I_{z}) = \frac{1}{I_{p}} f_{I_{p}} \left(\frac{I}{I_{p}}\right), \quad 0 < I \le A_{0}I_{z}; \quad (3.18)$$

заменом једначине (3.12) и (3.15) у једначину (3.17) решавањем задатог интеграла и применом правила из [85, 07.23.26.0004.01] и [85, 07.34.16.0001.01] добија се PDF израз у облику:

$$f_{I}(I) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\xi^{2} K^{p} \Gamma(b+\xi^{2}+1) \exp(-K)}{I(b+\xi^{2}) \Gamma(p+1) p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^{2})} G_{2,2}^{1,2} \begin{pmatrix} 1-\xi^{2}, -p \\ b, -\xi^{2} \end{pmatrix} \frac{(b-1) \Omega A_{0}}{(K+1)I}$$
(3.19)

где  $G_{p,q}^{m,n} \begin{pmatrix} a_p \\ b_q \end{pmatrix}$  представља Меіјег G функцију.

# 3.3. Одређивање PDF у функцији SNR када се користи IM/DD са ООК модулацијом

Код FSO система са IM/DD и ООК модулацијом, сигнал се прво интензитетски модулише, па се онда шаље кроз атмосферски канал. Примљени оптички сигнал на фотодетектору конвертује интензитет оптичке снаге у струју која се даље детектује. Детектована струја се може представити изразом:

$$y_T(t) = x(t)RI + n \tag{3.20}$$

где x(t) означава анвелопу сигнала на предаји, осетљивост фотодиоде се означава са *R*, *I* представља флуктуацију интензитета сигнала, а са *n* је означен бели Гаусов шум (AWGN – Additive White Gaussian Noise) нулте средње вредности и варијансе  $\sigma_n^2$ . Различити шумови имају различит утицај на детекцију оптичког сигнала, при чему термички шум, шум фотодетектора и позадински шум играју круцијалне улоге. Назив бели шум потиче од равномерне расподеле снаге шума широм фреквенцијског спектра, што је аналогно белој боји која је сачињена равномерном расподелом свих боја у видљивом делу спектра. Битно је напоменути да код директне детекције пријемник реагује само на тренутну снагу оптичког сигнала која стиже до детектора без мешања са локално генерисаним оптичким таласима, што је карактеристично за кохерентну детекцију. Шум који је настао као збир независних и идентично дистрибуираних случајно промењивих апроксимира нормалној (Gaussian) расподели како величина узорка тежи бесконачности. SNR се може представити помоћу израза:

$$\gamma = \frac{(2PRI)^2}{2\sigma_n^2} \tag{3.21}$$

као и средња вредност SNR [57]:

$$\bar{\gamma} = E[\gamma] = E\left[\frac{(2P_T R I)^2}{2\sigma_n^2}\right] = \frac{(2P_T R)^2}{2\sigma_n^2}E[I^2].$$
 (3.22)

где се са E[.] означава математичко очекивање, а са  $P_T$  средња пренешена снага.

У литератури се често користи електрични SNR, који се може представити изразом:

$$\mu = \frac{(2P_T R)^2}{2\sigma_n^2} E^2[I]$$
(3.23)

где је:

$$\gamma = \frac{\mu}{E^2[I]} I^2 \tag{3.24}$$

PDF у зависности од SNR може се добити из израза:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{f_{I}(l)}{\partial \gamma / \partial I}$$
(3.25)

заменом израза (3.19) и (3.24) у једначину (3.25) као и применом правила из [85, 07.34.16.0002.01] добија се израз за PDF у зависности од SNR за IM/DD са OOK модулацијом:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\xi^{2} \kappa^{p} \Gamma(b+\xi^{2}+1) \exp(-\kappa)}{2\gamma(b+\xi^{2}) \Gamma(p+1) p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^{2})} G_{2,2}^{2,1} \begin{pmatrix} 1-b, 1+\xi^{2} \\ \xi^{2}, p+1 \end{pmatrix} \left| \frac{(\kappa+1)\xi^{2}}{(b-1)(\xi^{2}+1)} \sqrt{\frac{\gamma}{\mu}} \right| (3.26)$$

# 3.3.1. Одређивање ABER у функцији SNR коришћењем новог турбуленцијског канала када се примењује IM/DD са ООК модулацијом

ABER за IM/DD са ООК модулацијом одређује се из израза:

$$P_e = \int_0^\infty \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma \qquad (3.27)$$

где је према [85, Eq.06.27.26.0006.01]:

$$\operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} G_{1,2}^{2,0} \begin{pmatrix} 1\\ 0, \frac{1}{2} & | \frac{\gamma}{4} \end{pmatrix}$$
(3.28)

сменом једначина (3.26) и (3.28) у једначину (3.27) и применом правила из [85, 07.34.21.0013.01] добија се решење задатог интеграла, што уједно представља израз за ABER у функцији SNR за нови модел турбуленцијског канала.

$$P_{e}(\mu) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi^{3/2}(b+\xi^{2})\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times \\ \times G_{5,4}^{3,4} \begin{pmatrix} \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2}, 1, \frac{1}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2} \\ \frac{\xi^{2}}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 \\ \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 4(K+1)^{2}\xi^{4} \\ (\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu \end{pmatrix}$$
(3.29)

заменом израза (3.23) у једначину (3.29) добија се израз за ABER у функцији пренешене средње снаге Рт:

$$P_{e}(P_{T}) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi^{3/2}(b+\xi^{2})\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times G_{5,4}^{3,4}\left(\frac{\frac{1-b}{2}}{2}, \frac{2-b}{2}, 1, \frac{1}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2}}{\frac{\xi^{2}}{2}}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0}\right) \left(\frac{2(K+1)^{2}\sigma_{N}^{2}}{(b-1)^{2}P_{T}^{2}R^{2}A_{0}^{2}\Omega^{2}}\right)$$
(3.30)

#### 3.3.2. Одређивање ABER у функцији SNR када се користи SIM модулација

Интензитет оптичког сигнала коришћењем SIM модулационе технике може се представити изразом:

$$I_{S} = P(1 + ms(t))$$
(3.31)

где је P средња оптичка снага, m модулациони индекс, а s(t) је сигнал из електричног модулатора. Након преноса сигнала и применом директне детекције на пријему, електрични сигнал се може представити изразом:

$$y_T(t) = x(t)RPmI_S + n \tag{3.32}$$

где се SNR може одредити помоћу израза:

$$\gamma = \frac{(PRmI_S)^2}{2\sigma_n^2} \tag{3.33}$$

средња вредност SNR добија се из израза [57]:

$$\bar{\gamma} = E[\gamma] = E\left[\frac{(PRmI_S)^2}{2\sigma_n^2}\right] = \frac{(PRm)^2}{2\sigma_n^2}E[I_S^2]$$
(3.34)

Електрични SNR се може представити изразом:

$$\mu = \frac{(PRm)^2}{2\sigma_n^2} E^2[I_S]$$
(3.35)

где је:

$$\gamma = \frac{\mu}{E^2[I_S]} I_S^{\ 2} \tag{3.36}$$

Израз за ABER када је у питању SIM модулација са директном детекцијом у односу на тренутни електрични SNR може се представити изразом [58], [63], [86]:

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma \qquad (3.37)$$

где Q(.) представља Gaussian Q функцију:

$$Q(x) = \frac{1}{2} erfc(x)$$
(3.38)

решавањем интеграла из једначине (3.37) применом једначине (3.19) која је прилагођена помоћу правила [85, Eq. 07.34.16.0002.01] и једначине (3.38) која се може представити преко Meijer G функције применом [85, Eq.06.27.26.0006.01], као и применом једначина (3.25) и (3.34) добија се израз који представља ABER за SIM модулацију:

$$P_{e\,sim}(\mu) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3}\xi^2 K^p \Gamma(b+\xi^2+1) \exp(-K)}{\pi^{3/2}(b+\xi^2) \Gamma(p+1)p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^2)} \times \\ \times G_{5,4}^{3,4} \left( \frac{\frac{1-b}{2}}{2}, \frac{2-b}{2}, 1, \frac{1}{2}, \frac{2+\xi^2}{2}}{\frac{\xi^2}{2}} \Big|_{\frac{(K+1)^2 \xi^4}{(\xi^2+1)^2(b-1)^2 \mu}} \right)$$
(3.39)

# 3.4. Нумерички резултати

За добијање резултата коришћени су параметри из табела 3.1. Остале вредности параметара представљене су у раду.

| Опис параметра            | Ознака            | Вредност            |                     |                |
|---------------------------|-------------------|---------------------|---------------------|----------------|
| индекс преламања – јачина | $C_n^2[m^{-2/3}]$ | слаба               | умерена             | јака           |
| турбуленција              |                   | 6x10 <sup>-15</sup> | 2x10 <sup>-14</sup> | $1,2x10^{-13}$ |
| таласна дужина            | $\lambda[nm]$     | 785                 |                     |                |
| растојање између          | L[m]              | 1800                |                     |                |
| предајника и пријемника   |                   | 1800                |                     |                |
| примљена снага на         | $\Omega[W]$       | 1                   |                     |                |
| пријемнику                |                   |                     |                     |                |
| осетљивост пријемника     | R[A/W]            | 1                   |                     |                |
| стандардна девијација     | $\sigma_N[A/Hz]$  | 10 <sup>-7</sup>    |                     |                |
| шума                      |                   |                     |                     |                |
| полупречник кружног       | a[m]              | 0,05                |                     |                |
| детектора                 |                   |                     |                     |                |
| радијус оптичког снопа на | $w_L[m]$          | 0,5                 |                     |                |
| пријему                   |                   |                     |                     |                |
| вртлози великих размера   | $L_0[m]$          | 0,8                 |                     |                |
| вртлози малих размера     | $l_0[mm]$         | 6                   |                     |                |

Табела 3.1. Вредности параметара који су коришћени за нумеричке прорачуне

Коришћењем израза (3.29) за нови модел турбуленцијског канала Chi-square - инверзна Gamma, креиран је графикон на којем је представљен однос ABER у зависности од електричног SNR (µ) када се примењује IM/DD са ООК модулацијом. Приликом одређивања ABER разматране су различите вредности интензитета атмосферских турбуленција и *К* фактора (слика 3.5 и слика 3.6).



Слика 3.5. ABER Chi-square - инверзна Gamma математичког модела за различите вредности јачина турбуленција и *К* фактора у зависности од електричног SNR



Слика 3.6. ABER Chi-square - инверзна Gamma математичког модела за различите вредности јачина турбуленција и *К* фактора у зависности од електричног SNR

У складу са очекивањима, у условима јачих турбуленција и мањих вредности K фактора ниво ABER је већи, како интензитет турбуленција опада тако и вредност ABER бива све мања. У условима слабих турбуленција и већих вредности K фактора вредност ABER је најнижа, увећањем вредности електричног SNR ABER се може додатно умањити. Карактеристике FSO система су најбоље (најниже вредности ABER) у условима када је интензитет турбуленција слаб и када су вредности K параметра и електричног SNR високе.

На сликама 3.7, 3.8 и 3.9 компаративном методом извршена је анализа и поређење ABER у зависности од електричног SNR када се примењују IM/DD са ООК модулацијом и ABER када се примењује SIM модулација. У сврху анализе резултата коришћене су три слике, на којима су приказане карактеристике сигнала који се налази под утицајем слабе, умерене и јаке турбуленције.



Слика 3.7. Однос ABER у условима слабе турбуленције за различите вредности К фактора када се примењују SIM и IM/DD са ООК модулацијом у зависности од електричног SNR



Слика 3.8. Однос ABER у условима умерене турбуленције за различите вредности К фактора када се примењују SIM и IM/DD са ООК модулацијом у зависности од електричног SNR



Слика 3.9. Однос ABER у условима јаке турбуленције за различите вредности К фактора када се примењују SIM и IM/DD са ООК модулацијом у зависности од електричног SNR

Оно што је већ утврђено код IM/DD са ООК модулацијом је да слабљењем интензитета турбуленције и повећањем *К* фактора перформансе система су боље, исто важи и за SIM модулацију. Са слика се врло лако може закључити да SIM модулација има боље карактеристике у свим условима атмосферских турбуленција као и за све вредности *К* фактора.

На слици 3.10 презентован је ABER нултог помераја ласера у зависности од средње предајне оптичке снаге  $P_T$  за различите вредности девијације треперења на пријемнику. Резултати су представљени у условима слабе турбуленције за вредности K=1 и K=3.



Слика 3.10. ABER нултог помераја ласера за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције за различите вредности девијације треперања на пријемнику у функцији средње предајне оптичке снаге *P*<sub>T</sub>

Утицај предајне снаге на ABER је очигледан, повећање интензитета условљава поправљању перформанси система. Такође, мање вредности девијације џитера умањују вредност ABER што додатно поправља перформансе система. Са друге стране, повећањем вредности девијације џитера повећава се и вредност ABER, што доводи до деградације перформанси система. Погрешан положај предајник-пријемник огледа се у увећању вредности девијације џитера, што доводи до деградације перформанси система. Овај ефекат се може умањити увећавањем вредности *К* фактора.

Слика 3.11. презентује ABER у зависности од предајне снаге за различите вредности радијуса оптичког зрака у условима слабе турбуленције.



Слика 3.11. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал за различите вредности радијуса оптичког зрака у функцији средње предајне снаге

Вредност радијуса оптичког зрака  $w_L$  расте са пропагационом дистанцом. Увећање овог параметра као последицу има повећање ABER. Ово се може избалансирати увећањем вредности радијуса пријемника. Мање вредности односа радијуса оптичког зрака и радијуса пријемника као последицу има мањи ABER. Повећање предајне снаге додатно умањује ABER, а самим тим и поправља перформансе система.



Слика 3.12. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције за различите вредности девијације треперења

 $P_T$ 

Погрешно позиционирање пријемник-предајник доводи до повећања девијације треперења — џитера  $\sigma_s$ . Увећање овог параметра значајно утиче на повећање ABER, што у значајној мери нарушава перформансе система. Слика 3.12 потврђује прогресију у деградацији узроковану џитером, па се строго мора водити рачуна приликом одабира објеката где ће се FSO системи инсталирати.



Слика 3.13. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције за различите вредности полупречника пријемног

зрака



Слика 3.14. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције за различите вредности полупречника кружног

детектора



Слика 3.15. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције за различите вредности пропагационе дистанце

Слика 3.13 приказује промене вредности радијуса пријемног зрака. Радијус пријемног зрака је у функцији пропагационе дистанце *L*, тачније расте са повећањем пропагациине дистанце, па веће вредности овог параметра условљавају и повећање ABER, што узрокује слабљење перформанси система. Слика 3.14 приказује промене вредности полупречника кружног детектора. Када је овај параметар у опадању онда ABER расте, а са тим перформансе система слабе. Супротно томе, повећањем вредности овог параметра смањује се ABER, а самим тим и перформансе система су боље. Додатно, значајно побољшање перформанси могу се постићи повећањем предајне снаге.

Са слике 3.15 се може видети да повећање пропагационе дистанце узрокује и повећање ABER. Мања растојања пружају боље перформансе, а даље се повећањем предајне снаге могу додатно поправити перформансе.

# 4. ПРЕНОС СЛИКЕ СА УГРАЂЕНИМ ДИГИТАЛНИМ ВОДЕНИМ ЖИГОМ КРОЗ CHI-SQUARE – ИНВЕРЗНА GAMMA ТУРБУЛЕНЦИЈСКИ КАНАЛ

Један од најзахтевнијих задатака у данашњем времену је заштита података од неовлашћеног приступа, дељења и умножавања. 21. век је донео дигитално доба где се сваком документу врло лако може приступити, нарочито је популарно дељење слика и видео садржаја путем друштвених мрежа. Поставља се питање како заштитити податак од злоупотребе. Одговор на то питање може се пронаћи у уградњи дигиталног садржаја (жига) у одабрани дигитални податак као потврде аутентичности. У дигиталном свету оваква врста заштите назива се дигитални водени жиг. Дигитални водени жиг је процес уградње дигиталне информације, као заштите, у неки "дигитални објекат", где се та дигитална информација касније може извући како би се извршила потврда аутентичности. Дигитални водени жиг може бити видљив и невидљив. Видљив дигитални водени жиг се може одмах уочити у дигиталном податку, док је за детектовање невидљивог дигиталног воденог жига потребна рачунарска опрема и софтвер за детекцију. Дигитални водени жиг има двоструки ефекат, са једне стране штити корисника јер омогућава идентификацију извора, а самим тим и аутора извора, док са друге стране аутору омогућава заштиту података од злоупотребе [87], [88].

Рађена су различита истраживања у циљу проналажења најбољег решења у креирању модела за уградњу и екстракцију дигиталног воденог жига. Уочено је да се након екстракције дигиталног воденог жига јављају оштећења како на самој слици, тако и на воденом жигу. У радовима [89], [90] презентовани су различити модели уградње и екстракције дигиталног воденог жига који према својој структури највише одговарају људском видном пољу. Да би се добила неприметност, високофреквентним компонентама преносног сигнала треба додати водени жиг, где се са друге стране за робусни дигитални водени жиг може додати само компонентама ниске фреквенције, а то се може постићи ако се нискофреквентна компонента користи као "домаћин" за уметање воденог жига. Расматране су разне методе са циљем имплементације дигиталног воденог жига који ће задовољити и услове неприметности као и услове робусности. У раду [91] је приказана шема за уклањање видљивог воденог жига са реверзибилним опоравком слике. Овај модел уградње воденог жига је један од најефикаснијих метода, где оригинална слика може бити у потпуности реконструисана. Наравно, одређени ниво деградације је неизбежан.

У овом делу дисертације анализиран је пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом кроз FSO канал. Током преноса информација постоје изазови у виду атмосферских турбуленција и грешке позиционирања који су најчешћи узроци деградације квалитета пренешених информација. У циљу анализе преносних карактеристика FSO система анализиран је пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом користећи Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал, када су узете у обзир различите јачине атмосферских турбуленција и К фактора. У дисертацији је анализиран ефекат сметњи на квалитет реконструисане слике, када се слика са уграђеним дигитаалним воденим жигом преноси кроз Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал. За анализу перформанси система коришћене су монохроматске тестне слике: Lenna, паприка, сат и фотограф у резолуцији 512 х 512, док се као водени жиг користи дигитални водени жиг шаховска табла који је креиран одговарајућом расподелом "1" и "0" у матричној структури, где се касније учитавањем бинарне маске имплементира у слику. Водени жиг је у резолуцији 256х256 са коефицијентом уградње Ки. Индекс преламања  $C_n^2$  који дефинише јачину турбуленције и фактор K варирају у опсегу карактеристичним за услове турбуленције. Квалитет реконструисане слике анализиран је након преноса кроз Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал. Као мера квалитета користе се BER, MSE и PSNR. Резултати су приказани помоћу табела и графикона. Сврха ових испитивања је анализа каратеристика информација које се налазе под утицајем атмосферских турбуленција.

## 4.1. Дигитални водени жиг, основне карактеристике и подела

Најчешћа примена дигиталног воденог жига је код заштите ауторских права, наравно може се користити и у друге сврхе, као на пример додавање датума на дигиталном садржају, идентификација аутора и слично.

Особине које је потребно дигитални водени жиг да поседује су:

- Неприметност омогућава да садржај означен воденим жигом буде употребљив без видљивих сметњи. Водени жиг треба да се појављује само на уређајима за детекцију воденог жига.
- Робусност потребно је да дигитални водени жиг буде отпоран на дисторзије. Жиг треба да буде отпоран, да се "одупре" различитим облицима обраде сигнала, као и различитим утицајима атмосферског канала током преноса.
- Отпрност на нападе сваки покушај да се промени садржај, било да је то случајан или намеран, представља напад. Отпорност на те нападе је један од кључних фактора на који дигитални водени жиг мора да одговори.
- Капацитет представља количину података коју је потребно уметнути у неки податак као водени жиг. Количина података или величину воденог жига диктира сама ситуација.
- Сигурност информацијама о воденом жигу могу приступити само корисници који имају дозволу за приступ. Као превенција неовлашћеног приступа најчешће се примењује неки вид шифровања.
- Једноставност уклањање и постављање воденог жига мора бити једноставно, а време потребно за извршавање неких рачунских операција мора бити минимално.
- Утицај на пропусни опсег величина воденог жига не би смела да утиче на промену величине пропусног опсега. Уколико се то деси, такав модел воденог жига није прихватљив.

Дигитални водени жиг могу карактерисати различите особине, па се сходно тим особинама могу извршити одређене поделе. Основна подела може се извршити на основу видљивости:

• видљив и

• невидљив.

Видљив дигитални водени жиг најчешће представља лого или заштитни знак који се утискује на одређени документ ради идентификације власника. Водени жиг се утискује у слику и остаје транспарентан (слика 4.1). Не може се уклонити изрезивањем и отпорни су на статистичку анализу.

Недостаци су деградација квалитета слике, идентификација само визуелним путем, тачније није их могуће детектовати путем програма или уређаја. Користе се у изради карти, графикона и софтверских корисничких интерфејса.



Слика 4.1. Видљив дигитални водени жиг

Невидљиви дигитални водени жиг је невидљив у смислу да се визуелно не може идентификовати, већ је за његову идентификацију неопходан рачунар и адекватан софтвер за очитавање воденог жига. Користе се за аутентификацију ауторских права, као и за детекцију неовлашћених копирања [87], [90].

На темељу примене постоје две врсте дигиталних водених жигова:

- изворно базирани (Source Based),
- одредишно базирани (Destination Based).
Изворно базирани засновани су на принципу ауторског права (ownership), жиг се уноси у оригинал и при свакој дистрибуцији се на оригиналу налази идентификација власника.

Код одредишно базираних, жиг се уноси у сваку копију оригинала, тиме се постиже да сваки власник (купац) има свој "сопствени оригинал".

Дигитални водени жигови могу се поделити и према документима у којима се уграђују:

- за означавање слике,
- за означавање видео садржаја,
- за означавање аудио података,
- за означавање текстуалних података.

#### 4.2. Систем дигиталног воденог жига

Систем дигиталног воденог жига се може дефинисати кроз два процеса (две етапе), уграђивање воденог жига и детектовање воденог жига (слика 4.2).





Прва етапа подразумева уградњу дигиталног воденог жига. Уградња дигиталног воденог жига је процес у ком се водени жиг поставља на оригинални документ, у конкретном случају слику. Као што се може видети са слике 4.2 у процесу уградње дигиталног воденог жига користи се и сигурносни кључ, који штити оригиналну слику од неовлашћеног приступа.

У процесу уградње дигиталног воденог жига користе се два приступа. Код првог приступа врши се трансформација комплетне слике у неки трансформацијски домен, а онда се приступа постављању дигиталног воденог жига у истом том домену (модификацијом коефицијената слике). Код другог приступа врши се подела слике на блокове, а након тога се приступа трансформацији сваког блока и модификацији пиксела коефицијентима жига. Према овоме су и дефинасана два стандардна домена код уградње дигиталног воденог жига:

- фреквентни и
- просторни домен.

Друга етапа представља екстракцију дигиталног воденог жига. Екстракција дигиталног воденог жига је процес извлачења дигиталног воденог жига из оригиналне слике где се користи исти сигурносни кључ као код уградње [87]-[89].

Да би се извршила екстракција дигиталног воденог жига некада је потребна оригинална слика, а некада не. У зависности од тога разликују се методе:

- *Blind* метода представља методу код које за екстракцију дигиталног воденог жига није потребна оригинална слика.
- *Non blind* метода је метода код које је за екстракцију дигиталног воденог жига потребна оригинална слика.
- Semi blind метода представља методу код које се у поступку детектовања користи само оригинални дигитални водени жиг или нека друга потребна информација.

#### 4.2.1. Фреквентни домен

Фреквентни домен подразумева уградњу дигиталног воденог жига, код којег се врши модификација коефицијената трансформацијом оригиналне слике. Ова техника је у поређењу са техникама просторног домена нашла ширу примену. Најчешће коришћене трансформације су DFT (Discrete Fourier Transform – дискретна Фуријеова трансформација), DCT (Discrete Cosine Transform – дискретна косинусна трансформација), DWT (Discrete Wavelet Transform – дискретна таласна трансформација). Свака од ових техника има своје предности и недостатке.

Разлог коришћења трансформација фреквенцијског домена je спектралних коефицијената карактеристикама прилагодљивост човековог визуелног система. Људско око је осетљивије на промене у нижим фреквенцама. Информације које се налазе у нижим фреквенцама су перцепцијски битније, па променом коефицијената у том опсегу настају видљиве дисторзије на самој слици. Високофреквентне компоненте сматрају се небитним, тако да се све технике обраде слике ослањају на уклањању тих компоненти. За постизање доброг баланса између отпорности и невидљивости, дигитални водени жиг се најчешће поставља на положаје коефицијената у подручје средњег фреквенцијског опсега [92], [93].

#### 4.2.1.1. DFT (Discrete Fourier Transform)

DFT се користи за компресију слика, комресију аудио сигнала, процесирање сигнала. Због своје отпорности на геометријске промене DFT је нашла широку примену код уградње дигиталног воденог жига. Често се у литератури може наићи на термин FFT (Fast Fourier Transform – брза Фуријеова трансформација), где DFT представља трансформацију, а термин FFT се користи за ефикасан начин рачунања DFT. Због отпорности на геометријске нападе и дистрибуције енергије DFT уградња воденог жига је развијена како би креирала робусну шему за уградњу водених жигова отпорних на деградацију у преносном каналу током процеса штампања или скенирања.

За лакше разумевање DFT помоћи ће слика 4.3. На слици је представљен сигнал који је подељен на једнаке одмерке, са означеним вредностима  $f_0, f_1, ..., f_{N-1}$ . Коришћењем DFT означене вредности се пребацују у фреквенцијски домен.



Слика 4.3. Приказ простирања сигнала

$$\{f_0, f_1, \dots, f_{N-1}\} \xrightarrow{DFT} \{\widehat{f}_0, \widehat{f}_1, \dots, \widehat{f_{N-1}}\}$$
(4.1)

Као последица DFT добијају се Fourier коефицијенти  $\{\widehat{f}_0, \widehat{f}_1, ..., \widehat{f}_{N-1}\}$ . Општи образац за конверзију вредности у фреквентни домен је:

$$\hat{f}_u = \sum_{n=0}^{N-1} f_n e^{-2\pi i u n/N}$$
(4.2)

где је:

 $2\pi i u n/N$  - део који се налази у експоненту представља фреквенцију,

 $\hat{f}_u$  – Fourier коефицијенти.

За враћање из фреквенцијског домена у првобитни облик користи се инверзна DFT (iDFT):

$$f_n = \frac{1}{N} \sum_{u=0}^{N-1} \hat{f}_u e^{2\pi i u n/N}$$
(4.3)

2-D DFT може се представити изразом [92]:

$$\hat{f}(u,v) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(m,n) e^{-j2\pi(um+vn)}$$
(4.4)

Процес уградње дигиталног воденог жига коришћењем DFT одвија се на следећи начин:

- на почетку је потребно учитати и слику и дигитални водени жиг,
- коришћењем DFT одређују се коефицијенти и за слику и за дигитални водени жиг,
- дефинише се вредност фактора уградње дигиталног воденог жига, који одређује видљивост дигиталног воденог жига,
- простим рачунским операцијама врши се комбиновање коефицијаната дигиталног воденог жига, са одговарајућим коефицијентима слике.

DFT има добру особину да је отпорна на геметријске промене, што омогућава да буде отпорна на геоментријске нападе. Међутим код DFT уведен је метод заокруживања, што може условити грешку код екстракције дигиталног воденог жига [89], [92].

#### 4.2.1.2. DCT (Discrete Cosine Transform)

Поред поменуте DFT, још један ефикасан начина трансформисања је DCT. Ова трансформација располаже вредностима које се налазе у реалном домену и представља синусоидалну финкцију.

Ако је нека слика у просторном домену означена као функција f(x,y), где је представљена у две димензије (x и y). Помоћу DCT трансформације се слика конвертује у фреквентни домен, а ова фунцкија се у фреквентном домену означава са F(u, v):

$$f(x,y) \xrightarrow{DCT} F(u,v) \tag{4.5}$$

Ако се врши посматрање у једнодимензијалном домену онда се трансформација може представити изразом:

$$F(u) = c \cdot f(x) \tag{4.6}$$

где је c косинусна трансформациона матрица. Када се матрица c помножи са функцијом f(x) цео израз добија облик:

$$F(u) = \alpha(u) \sum_{x}^{n-1} f(x) \cos\left[\frac{(2x+1)\pi u}{2n}\right]$$

$$3a \quad 0 \le u \le n-1$$

$$(4.7)$$

где је: 
$$\begin{cases} \alpha(u) = \sqrt{\frac{1}{n}} & \text{ако је } u = 0\\ \alpha(u) = \sqrt{\frac{2}{n}} & \text{ако је } u \neq 0 \end{cases}$$

Претходни израз представља матрицу која служи за DCT трансформацију у 1-Д. Процес 2-Д DCT трансформације реализује се помоћу израза:

$$F(u,v) = c \cdot f(x,y) \cdot c^{\mathrm{T}}$$
(4.8)

где  $c^{T}$  представља транспоновану матрицу, а израз за 2-Д DCT трансформацију је [27], [90]:

$$F(u,v) = \alpha(u)\alpha(v)\sum_{x}^{n-1}\sum_{y}^{m-1}f(x,y)\cos\left[\frac{(2x+1)\pi u}{2n}\right]\cos\left[\frac{(2y+1)\pi v}{2m}\right]$$
(4.9)  
где је: 
$$\begin{cases} \alpha(u) = \sqrt{\frac{1}{n}} & \text{ако је } u = 0\\ \alpha(u) = \sqrt{\frac{2}{n}} & \text{ако је } u \neq 0 \end{cases}$$

где је: 
$$\begin{cases} \alpha(v) = \sqrt{\frac{1}{m}} & \text{ако је } v = 0\\ \alpha(v) = \sqrt{\frac{2}{m}} & \text{ако је } v \neq 0 \end{cases}$$

Ако се слика подели на блокове, а сваки од тих блокова је сачињен од пиксела, сваки пиксел представља један мали део слике. DCT трансформација омогућава да се ти пиксели представе путем косинусне функције, а оно што претходни израз омогућава је израчунавање коефицијената који носе информације о детаљима слике [26], [27].

DCT, попут DFT подразумева представљање података у фреквентном домену. Корисна је из разлога што више одговара начину на који људи перципирају светлост, тако да део који није перципиран се лако може уочити и одбацити. DCT техника је робусна у односу на технике просторног домена. Ова техника је отпорна на нископропусно филтрирање, подешавање светлости и контраста, замућење итд. Међутим, доста их је тешко имплементирати и финансијски могу бити неисплативе. Уједно су и подложне геометријским утицајима као што су ротирање, скалирање и изрезивање [26], [87], [90]. Ова техника трансформације користи се и код JPEG компресије, па се може закључити да се дигитални водени жиг коришћењем ове врсте компресије може сматрати робусним.

#### **4.2.1.3. DWT (Discrete Wavelet Transform)**

DWT трансформација је нашла широку примену у апликацијама за обраду сигнала засноване на аудио и видео компресији, уклањање шума аудио формата и за симулацију дистрибуције бежичне антене. DWT поседује енерегију која је временски концентрисана и веома је погодна за дефинисање прелазних појава временски промењивих сигнала. С обзиром да је већина реалних сигнала по природи промењива, DWT је нашла примену код многих апликација. DWT метода омогућава добру просторну локализацију и има карактеристике са више резолуција, које су сличне визуелном систему човека. Овај приступ је робустан код нископропусног и средњег филтрирања, међутим мана овог приступа је што није отпоран на геометријске трансформације. Један од главних проблема који се јавља код дигиталних водених жигова је тај што мора да се направи "компромис" између робусности и перцептивности. Робусност се може постићи повећањем снаге уграђеног воденог жига, али би се повећањем снаге повећала и дисторзија. DWT је погодно користити јер истовремено обезбеђује просторну локализацију и фреквенцијско ширење воденог жига унутар саме слике. Основна идеја DWT је разлагање слике на подслике различитих просторних домена и независних фреквенција [90]. Најчешће се примењује дводимензионална (2Д) DWT, која слику дели на 4 подслике (блока). Једна од 4 подслике представља апроксимацију (нискофреквентну компоненту слике), а остале три сачињавају детаље, тачније високофреквенцијске компоненте слике у хоризонталном, вертикалном и дијагоналном правцу [94], [95]. Ове компоненте се обележавају помоћу следећих ознака: HL –хоризонтални детаљи слике, LH – вертикални детаљи слике, HH – дијагонални детаљи слике, LL – представља високофреквентну компоненту слике, а ако се примењује ова трансформација на слици она се врши на овој компоненти, примењујући поступак изнова. Дигитални жиг који укључује ову трансформацију отпоран је на JPEG компресију.

#### 4.2.2. Просторни домен

Код просторног домена врши се модификација пиксела оригиналне слике. Просторни дигитални водени жиг се такође може применити раздвајањем боја, где се водени жиг појављује као трака једне боје. Ово чини водени жиг неприметнијим, па га је тешко уочити у условима нормалне видљивости. Међутим, приликом штампања слике долази до раздвајања боја, па водени жиг постаје видљив. Документ ће бити неупотребљив након штампања, све док се водени жиг не уклони из појаса у којем се налази. Метод је нашао примену у новинарству, где новинари могу прегледавати означене дигиталне слике пре одлуке о куповини неозначених верзија [90]. Дигитални жиг у просторном домену представља слабо робусни жиг, па је због тога чешћа примена дигиталног воденог жига у фреквентном домену. Постоји много алгоритама и техника просторног домена, а најпознатије су: LSB (Least Significant Bit – бит мањег значаја), ISB (Intermediate Significant Bit – бит средњег значаја), Patchwork итд.

#### 4.2.2.1. LSB (Least Significant Bit)

LSB алгоритам се сматра најједноставнијим приступом. Заснован је на промени најмање битних битова који носе мање релевантне информације и њихова модификација не узрокује видљиве промене. Ова техника се користи за просте операције убацивања информација у оригиналну слику. Идеја која стоји иза LSB је једноставна, пиксели оригиналне слике се мењају за битове тајне поруке. У конкретном случају дат је пример мреже од 8 битова, где је од 1-4 последња бита потребно модификовати према креираној тајној поруци.

Процес уградње почиње одабиром пиксела оригиналне слике. Када су пиксели одабрани онда се у њих уграђује тајни код, поступак је приказан на слици 4.4. Процедура уградње се одвија применом LSB алгоритма, где се мање битни бит модификује додавањем тајног кода. У случају да је тајни код "1" онда се вредност пиксела увећава за 1. У конкретном случају, пиксел који има вредност 40 добија вредност 41, са друге стране уколико је вредност тајног кода "0" онда вредност остаје иста, непромењена. Процес је исти за све одабране пикселе. Са десне стране слике 4.4 представљен је коначан резултат уградње дигиталног воденог жига.



Слика 4.4. Процес уградње дигиталног воденог жига применом LSB алгоритма

Због евентуално лошег квалитета постављене слике, мање од 4 мање значајних битова мења LSB пикселе и резултира мале промене у интензитету боја. Ове промене људско око не може да региструје у нормалним условима видљивости. Међутим, пасивни нападач може лако да извуче промењени бит, јер је заснован на једноставној операцији. На примеру табеле 4.1 приказан је процес уградње 4битног LSB дигиталног воденог жига. Вредност пиксела фотографије је 150 (10010110), а тајни податак је 1100. Након постављања дигиталног воденог жига промењена вредност пиксела је 156 (10011100). Помоћу LSB алгоритма може се уградити 4 бита у сваком пикселу [96]-[99].

Табела 4.1. LSB алгоритам код уградње дигиталног воденог жига

| Вредност пиксела                     | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 |
|--------------------------------------|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Тајна порука                         | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 |
| Пиксел са уграђеним<br>воденим жигом | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 1 | 0 | 0 |

Што се тиче екстракције дигиталног воденог жига, прво се вредност пиксела преводи у бинарни облик, и то за сваки пиксел појединачно. По окончању тог процеса, даље се врши одабир LSB за сваки код, па се на основу добијеног кода добија и екстраковани дигитални водени жиг (слика 4.5).



Слика 4.5. Екстракција дигиталног воденог жига применом LSB алгоритма

Сценарио уградње дигиталног водени жига у први, трећи и пети бит оригиналне слике представљен је на слици 4.6. Као резултат првог случаја добијена је слика 4.7.а где водени жиг није уочљив људском чулу вида у условима нормалне видљивости. Слика 4.7.б даје приказ јасно видљивог, прозирног дигиталног воденог жига, док код слике 4.7.ц постављени дигитални водени жиг чини слику неупотребљивом.



Слика 4.6. Уписивање кода воденог жига на позиције 1, 3 и 5



Слика 4.7. Уградња воденог жига у оригиналну слику на позицијама 1, 3 и 5

#### 4.2.2.2. ISB (Intermediate Significant Bit)

Када се говори о просторном домену, LSB је један од најједноставнијих и најпрактичнијих алгоритама за уградњу дигиталног воденог жига. Међутим LSB алгоритам поседује једну ману, а то је да није робустан на нападе. ISB алгоритам се користи са циљем да се надомести овај недостатак. Општи принцип функционисања је заснован на замени пиксела означених воденим жигом са новим пикселима чији је основни задатак да заштите водени жиг од потенцијалних напада, с тим да нови пиксели имају задатак да одрже квалитет воденог жига на високом нивоу. У претходном делу у којем је описан LSB алгоритам, у опису је наведено да се пиксели слике мењају за број битова тајне слике. Приликом уградње воденог жига, уколико се врши промена на последњим битовима у низу онда се каже да су то најмање битни битови – LSB и промене на слици су тешко уочљиве у нормалним условима видљивости. Уколико би се извршила промена на првом биту онда је то MSB (Most Significant Bit – најзначајнији бит) алгоритам. Промене овог бита би условиле и велике видљиве промене на слици.

Простор који се налази између LSB и MSB назива се ISB (Intermediate Significant Bit) и приказан је на слици 4.8.



Слика 4.8. Распоред MSB, LSB и ISB алгоритама

Вредност сваког бита са претходне слике може бити представљен као 2<sup>*n*-1</sup>, где *n* представља локацију са које се учитава тражени бит. У табели 4.2 приказана је максимална вредност осмобитног броја у децималном и бинарном облику.

| Bit plane | Бинарна вредност | Допринос         | Вредност |
|-----------|------------------|------------------|----------|
| Ι         | 1                | $1x2^{7}$        | 128      |
| II        | 1                | $1x2^{6}$        | 64       |
| III       | 1                | $1x2^{5}$        | 32       |
| IV        | 1                | 1x2 <sup>4</sup> | 16       |
| V         | 1                | $1x2^{3}$        | 8        |
| VI        | 1                | $1x2^{2}$        | 4        |
| VII       | 1                | $1x2^{1}$        | 2        |
| VIII      | 1                | $1x2^{0}$        | 1        |
|           |                  |                  | 255      |

Табела 4.2. Осмобитни Bit plane

Први корак код уградње дигиталног воденог жига је одабир bit plane, следећи корак је проналажење опсега селектованог bit plane. *Bit plane* је скуп битова који одговара датој позицији бита у сваком од бинарних бројева који представљају сигнал. Дужина опсега L је  $2^{n-1}$ . Ниво опсега се израчунва по формули 256/L, па као пример за први bit plane постоје два опсега (од 0-127 и 128-255) за други bit plane постоје четири опсега (0-63; 64-127; 128-191; 192-255) и тако редом [93], [100]-[102].

Током уградње најбоља робусност се добија ако се пиксел налази на средини опсега, тако да уколико би уследио напад, пиксел би остао у истом опсегу. Уколико се пиксел налази на крајевима опсега, онда као последица напада може уследити пребацивање пиксела у други опсег, што може условити велике промене у воденом жигу, па се екстракција таквог воденог жига не може извршити. Што се тиче квалитета, најбољи квалитет слике се добија ако је пиксел са воденим жигом близу оригиналног пиксела што се постиже ако се пиксел воденог жига налази на крајевима опсега. Потребно је наћи праву меру између робусности и квалитета воденог жига, а то може зависити од више фактора.

#### 4.2.2.3. Patchwork

У низу алгоритама за уградњу дигиталног воденог жига, представљен је још један који се користи у просторном домену. Patchwork уграђује информације у осветљени пиксел променом статистичких својства слике. Ова техника се у почетку користила само код слика, међутим касније је нашла примену и у аудиотехници. Овај модел насумично бира број парова пиксела тачака, где је разлика измеђи два насумично одабрана пиксела једнака нули, са центром у Gaussian дистрибуцији. Затим се вредност осветљености првог пиксела увећава за 1, а онда се и вредност другог пиксела смањује за 1. Центар дистрибуције је промењен, али се средња вредност осветљености слике није променила [96], [103]-[105]. У циљу онемогућавања напада у процесу компресије и филтрирања, проширују се пиксели до парова блокова, што доводи до тога да је осветљеност пиксела у једном блоку већа, а у другом мања.

#### 4.3. Напади на водени жиг

У претходном делу представљени су неки од модела који се најчешће користе код уградње дигиталног воденог жига. Приликом анализе сваког од њих појединачно представљене су предности и недостаци. Као један од недостатака наведена је отпорност на нападе. Развијањем технологија напада на дигитални водени жиг, развијени су нови модели и технологије уградње истих. У зависности од модела уградње дигиталног воденог жига, разликује се отпорност према одређеним врстама напада, па се у односу на вероватноћу излагања одређеним нападима бирају модели уградње дигиталног воденог жига.

Основна поделе напада на дигитални водени жиг је на:

- намерне и
- случајне нападе.

Намерни напади за циљ имају приступ воденом жигу, да га промене, избришу. У основи оваквих напада је злонамерна активност, где се зарад личне противправне добити или неких других разлога нарушава интегритет информација. До случајних напада долази ненамерно, тачније приликом обраде и преноса слике, и немају за циљ да оштете водени жиг [106]-[108]. Најзначајнији типови напада на дигитални водени жиг представљени су у табели 4.3.

| Напад на систем дигиталног воденог жига   |   |  |  |  |  |  |  |  |  |
|---|---|--|--|--|--|--|--|--|--|
| Напади уклањања   | Геометријски<br>напади  | Криптографски<br>напади  | Протоколарни<br>напади   |  |  |  |  |  |  |
| <ul> <li>Компресија са<br/>губицима</li> <li>Уклањање<br/>шума</li> <li>Ремодулација</li> <li>Квантовање</li> </ul> | <ul> <li>Глобално,<br/>локално<br/>закривљење</li> <li>Глобална,<br/>локална<br/>трансформација</li> <li>Подрхтавање</li> </ul> | <ul> <li>Брза претрага<br/>кључем</li> <li>Договор</li> <li>Усредњавање</li> </ul> | <ul> <li>Напад копирања</li> <li>Инверзија<br/>воденог жига</li> </ul> |  |  |  |  |  |  |

Табела 4.3. Напад на систем дигиталног воденог жига

# 4.4. Процес уградње дигиталног воденог жига у слику коришћењем дискретне косинусне трансформације - DCT

Процес уградње дигиталног воденог жига у слику реализован је коришћењем одговарајућег алгоритма.

Корак 1: На оригиналној слици S примењена је DCT. У овом процесу се подаци пребацују у фреквентни домен.

$$f(x,y) \xrightarrow{DCT} F(u,v) \tag{4.10}$$

DCT трансформација омогућава да се пиксели представе путем косинусне функције, а израз (4.10) омогућава израчунавање коефицијената који носе информације о детаљима слике [26], [28], [29], [94]. Одабрана слика димензија MxN је деконпонована на блокове димензија m x n који се не преклапају, а онда се сваки блок *f* трансформише у одговарајуће DCT коефицијенте из једначине (4.11):

$$F(u,v) = \alpha(u)\alpha(v)\sum_{x=0}^{n-1}\sum_{y=0}^{m-1}f(x,y)\cos\left[\frac{(2x+1)\pi u}{2n}\right]\cos\left[\frac{(2y+1)\pi v}{2m}\right] \quad (4.11)$$

где је: 
$$\begin{cases} \alpha(u) = \sqrt{\frac{1}{n}} \text{ ако је } u = 0\\ \alpha(u) = \sqrt{\frac{2}{n}} \text{ ако је } u \neq 0 \end{cases}$$
где је: 
$$\begin{cases} \alpha(v) = \sqrt{\frac{1}{m}} \text{ ако је } v = 0\\ \alpha(v) = \sqrt{\frac{2}{m}} \text{ ако је } v \neq 0 \end{cases}$$

Блокови настали DCT трансформацијом могу се поделити на три различита фреквенцијска опсега: ниски, средњи и високи. Нискофреквентни опсег садржи највише информација о слици и његовом модификацијом долази до промене у перцептивном делу слике, док са друге стране високофреквентна компонента нема велики значај и може се уклонити ради компресије [28], [109]. Приликом одређивања коефицијената, свака од вредности дели се према свом вредносном фактору. Квантизацијом се вредносни фактори групишу тако да максимизују број компоненти који је близак нули, а да притом квалитет слике не буде нарушен. Након квантизације се врши цик-цак трансформација где се групишу истоветне вредности [109]-[113]. На слици 4.9 приказан је начин распореда коефицијената као и њихов графички приказ.



Слика 4.9. DCT цик – цак расподела коефицијената и фреквенцијска расподела коефицијената респективно [114]

Корак 2: Креира се дигитални водени жиг шаховска табла одговарајућим распоредом бинарних кодова "1" и "0" у матричној структури. Водени жиг А је креиран у резолуцији 256х256 (*a x b*). Матрица је креирана по принципу распореда

поља на шаховској табли, с тим што свако поље сачињава 32x32 бинарних кодова и то "1" за бела, односно "0" за црна поља.

Корак 3: У овом кораку се врши уградња дигиталног воденог жига. Процес уградње је врло једноставан, бинарне компоненте у матрици дигитаног воденог жига се сабирају са одабраним коефицијентима настали DCT и тако мењају вредност коефицијената:

$$F'(u,v) = \begin{cases} F(u,v) + Ku \cdot A(a,b) & \text{за } 0 \le u < a \text{ и } 0 \le v < b \\ F(u,v) & \text{за све остале вредности} \end{cases}$$
(4.12)

где је F'(u, v) слика са бинарним дигиталним воденим жигом у фреквенцијском домену. Одабир коефицијента се врши тако што се првих 256х256 елемента DCT слике сабира са елементима матрице А. Приликом сабирања са елементима матрице дефинише се и коефицијент уградње Ku, који означава ниво транспарентности дигиталног воденог жига.

Корак 4. Након примене инверзне DCT (iDCT) добија се слика са уграђеним дигиталним воденим жигом (слика 4.10).



слика са воденим жигом





#### 4.5. Систем модел

Овако креирану слику са уграђеним дигиталним воденим жигом потребно је послати кроз Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал. Информација која носи део сигнала може се моделовати као:

$$x_T(t) = \frac{e\eta\pi}{2hf_c} \times AD^2 u_s(t) R_e \{ a \exp(j2\pi f_{IF}t + Q_{IF}(t)) \}$$
(4.13)

где је  $u_s(t)$  анвелопа жељеног сигнала,  $f_c$  оптичка носећа фреквенција,  $f_{IF} = f_c - f_{LO}$ и представља еквивалентну фреквиенцију сигнала,  $\alpha$  ефективни *FSO* фединг флуктуације моделовања сигнала, e наелектрисање електрона, h Планкова константа,  $\eta$  квантна ефикасност фотодетектора, D пречник отвора пријемника, A амплитуда локалног осцилатора (*LO*) поља на демодулатору [7]. Вредност фотострује на пријемнику може се представити изразом [15]:

$$y_T(t) = hx_T(t) + n_T(t)$$
 (4.14)

где је AWGN означен са *n*<sub>T</sub> и има нулту средњу вредност и варијансу:

$$\sigma_n^2 = \frac{B_s e^2 \eta \pi}{2h f_c} A^2 D^2 \tag{4.15}$$

где *B*<sub>s</sub> представља пропусни опсег сигнала.

Као што је наведено, за пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом користиће се нови Chi-square - инверзна Gamma турбуенцијски канал:

$$f_{I}(I) = \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\xi^{2} K^{p} \Gamma(b+\xi^{2}+1) \exp(-K)}{I \Gamma(p+1) p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^{2})} \times G_{2,2}^{1,2} \begin{pmatrix} 1-\xi^{2}, -p \\ b, -\xi^{2} \end{pmatrix} \frac{(b-1) \Omega A_{0}}{(K+1)I}$$
(4.16)

## 4.6. Алгоритам за пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом

Алгоритам за пренос слике са уграђеним дигиталним воденим жигом прати следеће кораке [111]:

Корак 1: На почетку се слици S\* са уграђеним дигиталним воденим жигом одређују димензије матрице M x N.

Корак 2: Од слике димензија М х N креира се векторски облик.

Корак 3:Векторски облик се конвертује у бинарни облик В.

Корак 4: На вектору В који је у бинарном облику примењује се BPSK модулација x=2B-1. Ова модулација преноси информације мењајући фазу носећег таласа, користећи две фазе одвојене за 180<sup>0</sup>. BPSK модулација је показала највећу робусност од свих PSK модулационих шема, будући да је неопходан највећи ниво шума или изобличења како би демодулатор донео неисправну одлуку [52].

Корак 5: Овако модулисан сигнал се шаље кроз новокреирани Chi-square инверзна Gamma турбуленцијски канал y=hx+n, где h представља вектор утицаја турбуленције, n представља AWGN.

Корак 6: Примена Грејевог декодирања са тешким одлучивањем изводи се на *y*, а као резултат добијен је вектор *B*.

Корак 7: Резултујући водени жиг дигиталне фотографије  $\overline{A^*}$  добијен је из вектора  $\overline{B}$ .

#### 4.7. Алгоритам за екстракцију воденог жига из слике

Када се говори о екстракцији воденог жига из слике, разликују се три методе екстракције [29], [110]:

- a) Blind метод представља модел код којег за екстракцију дигиталног воденог жига није потребна оригинална слика.
- b) Non blind метод за екстракцију жига је потребна оригинална слика.
- с) Semi blind метод представља модел који у поступку детектовања користи само оригинални дигитални водени жиг или неку другу потребну информацију.

Према начину екстракције воденог жига у дисертацији је коришћена Semi blind метода. Процес екстракције се врши у следећим корацима:

Корак 1: Понавља се процес одређивања коефицијената у фреквенцијском домену коришћењем DCT, али се сад то ради над сликом са уграђеним дигиталним воденим жигом.

Корак 2: Од слике која је сачињена од коефицијената креираних DCT одузима се матрица дигиталног воденог жига са истоветним коефицијентом транспарентности као и код имплементације:

$$F(u,v) = \begin{cases} F'(u,v) - Ku \cdot A(a,b) & \text{за } 0 \le u < a \text{ и } 0 \le v < b \\ F'(u,v) & \text{за све остале вредности} \end{cases}$$
(4.17)

Корак 3: Након уклањања воденог жига у последњем кораку се врши iDCT са којом се коефицијенти враћају у првобитно стање, као пре трансформације, с тим што постоји одређена деградација на слици као последица проласка кроз турбуленцијски канал.

#### 4.8. Резултати и анализа

Симулација преноса слике са уграђеним дигиталним воденим жигом путем FSO система реализује се коришћењем Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијског канала. Процес симулације одвија се у следећим корацима:

Корак 1: У оригиналну слику је уграђен водени жиг са коефицијентом уградње *Ки*=5.

Корак 2: Матрица слике са уграђеним дигиталним воденим жигом претворена је у вектор, а затим у бинарни облик В. ВРЅК модулација x=2B-1 се примењује над сигналом у бинарном облику.

Корак 3: Након BPSK модулације сигнал се пропушта кроз Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијски канал, који је под утицајем AWGN.

Корак 4: Слика је реконструисана на пријему коришћењем DCT, након које се врши екстракција дигиталног воденог жига, а затим и iDCT након које се добија жељена слика.

Као што је већ напоменуто, за тестирање преносних карактеристика користе се тестне слике Lenna, фотограф, паприка и сат (слика 4.11). За потребе симулације коришћени су параметри из табеле 3.1.



Слика 4.11. Монохроматске тестне слике:Lenna, фотограф, паприка и сат

Приликом тестирања коришћен је већ поменути дигитални водени жиг са слике 4.12.



Слика 4.12. Дигитални водени жиг шаховска табла

Коришћењем Matlab програмске подршке извршена је симулација преноса слика са утиснутим дигиталним воденим жигом кроз Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције. Тестирање је представљено за вредности параметра K=2 и K=10 као и вредности коефицијента уградње Ku=5. Након преноса извршено је уклањање дигиталног воденог жига са већ унапред познатом матрицом (без оштећења).



Слика 4.13. Тестна слика Lenna након преноса кроз Chi-Square – инверзна Gamma турбуленцијски канал са вредностима *K*=2 и *K*=10 респективно



Слика 4.14. Тестна слика фотограф након преноса кроз Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијски канал са вредностима *К*=2 и *К*=10 респективно



Слика 4.15. Тестна слика паприка након преноса кроз Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијски канал са вредностима *К*=2 и *К*=10 респективно



Слика 4.16. Тестна слика сат након преноса кроз Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијски канал са вредностима *К*=2 и *К*=10 респективно

Са слика се може видети да пропуштањем слике са уграђеним жигом кроз канал Chi-square – инверзна Gamma долази до деградација квалитета. Са повећањем K фактора и ниво деградације опада. Такође је приметно да након екстракције матрице дигиталног воденог жига, постоје минималне деградације на слици настале као последица утицаја канала на бинарну матрицу воденог жига. Овај ниво деградације је занамерљив, с обзиром да је вредност коефицијента уградње *Ки* доста мала.

## 4.8.1. Анализа пренешених слика са уграђеним дигиталним воденим жигом у различитим условима турбуленција канала

У претходном делу рађена је анализа пренешених слика кроз турбуленцијски канал само у условима слабе турбуленције. Како би се што детаљније представиле карактеристике новог турбуленцијског канала анализираће се и пренос слике са утиснутим дигиталним воденим жигом са коефицијентом уградње Ku=5 у условима различитих јачина турбуленција, када су вредности параметра K=2, K=6 и K=10. Након преноса извршено је уклањање дигиталног воденог жига са већ унапред познатом бинарном матрицом (без оштећења). У овом случају коришћена је тестна слика Lenna.



Слика 4.17. Тестна слика Lenna након преноса кроз Chi-square - инверзна Gamma канал у условима слабе турбуленције за вредности *K*=2, *K*=6 и *K*=10 респективно



Слика 4.18. Тестна слика Lenna након преноса кроз Chi-square - инверзна Gamma канал у условима умерене турбуленције за вредности *K*=2, *K*=6 и *K*=10 респективно



Слика 4.19. Тестна слика Lenna пренешена кроз Chi-square - инверзна Gamma канал у условима јаке турбуленције за вредности *K*=2, *K*=6 и *K*=10 респективно

За потребе одређивања квалитета пренешене слике Lenna коришћен је BER:

$$BER = \frac{\sum_{ijl} [(x_{ij})_l]_2 \oplus [(y_{ij})_l]_2}{M \times N}$$
(4.18)  
*i*=1 .... *M*, *j*=1 ...*N*, *l*=1 ...*n*.

где су  $x_{ij}$ ,  $y_{ij}$  пиксели оригиналне, пренешене и опорављене слике, n је број бита, M х N је величина слике, а  $\bigoplus$  означава EXOR оператор свих n бит-них парова из  $x_{ij}$  и  $y_{ij}$ . Коришћењем израза за BER креирани су графикони представљени на сликама 4.20, 4.21 и 4.22.



Слика 4.20. Дијаграм BER слике Lenna за различите вредности *К* параметра у условима слабе турбуленције



Слика 4.21. Дијаграм BER слике Lenna за различите вредности *К* параметра у условима умерене турбуленције



Слика 4.22. Дијаграм BER слике Lenna за различите вредности *К* параметра у условим јаке турбуленције

Анализом преноса слике кроз Chi-square - инверзна Gamma канал у условима различитих јачина турбуленција добија се шира слика карактеристике канала. На слици 4.17 представљене су слике које су провучене кроз слабу турбуленцију са фактором K=2, K=6 и K=10, за одређивање мере квалитета коришћен је BER. За вредност K=2 постоје видљива оштећења и слика није задовољавајућег квалитета, на то указује и ниво BER (слика 4.20) чија је вредност око  $10^{-3}$ . За вредност K=6 слика је визуелно доброг квалитета, мале деградације постоје и могу се уочити једино пажљивим посматрањем. Што се тиче BER, његова вредност је између  $10^{-4}$  и  $10^{-5}$  па се може закључити да је слика употребљива и прихватљивог квалитета. При вредности K=10 пренешена слика је визуелно високог квалитета и деградације није могуће уочити ни пажљивим посматрањем, ниво BER је испод  $10^{-6}$  па се може закључити да је слика изузетног квалитета.

У условима умерене турбуленције (слика 4.18) за вредност K=2 слика је визуелно лошијег квалитета него код слабе турбуленције, на шта указује и ниво BER који је изнад вредности 10<sup>-3</sup> (слика 4.21), па на основу визуалног запажања и графичког приказа BER може се закључити да квалитет слике не задовољава основне стандарде доброг квалитета. За K=6 визуелно слика је доброг квалитета, деградације су уочљиве једино пажљивим посматрањем, а посматрањем графикона са слике 4.21 може се видети да је BER 10<sup>-4</sup> што доводи до закључка да је слика прихватљивог квалитета. За вредност K=10 слика је визуелно веома доброг квалитета, деградације је тешко уочити, а ниво BER је 10<sup>-5</sup> што уједно потврђује тврдњу о квалитету слике.

За анализу пренешене слике у условима јаке турбуленције користи се слика 4.19. Са повећањем јачине турбуленције опада и квалитет пренешене слике, па је за вредност K=2 слика још лошијег квалитета у односу на умерену турбуленцију, што додатно потврђује BER анализа (слика 4.22). За вредност K=6 квалитет слике је лошијег квалитета него код умерене турбуленције, визуелно на граници прихватљивости, мале деградације су уочљиве. Што се тиче BER он је нешто мало изнад 10<sup>-4</sup> па се и он налази на неком прихватљивом нивоу. За вредност K=10 слика је визуелно прихватљива, ситне деградације постоје и уочљиве су само уколико се слика пажљиво посматра. Вредност BER у овом случају је између 10<sup>-4</sup> и 10<sup>-5</sup> што такође указује на то да је квалитет прихватљив. Претходном анализом слика, како визуалним посматрањем, тако и одређивањем BER нивоа, може се закључити да како вредност K фактора расте тако је и квалитет пренешених слика бољи. Са повећањем интензитета турбуленција квалитет слике опада, па за мање вредности K фактора и квалитет слике постаје упитан. Анализом претходних слика може се закључити да се са сигурношћу може тврдити да је пренешена слика задовољавајућег квалитета једино за вредност  $K \ge 10$ , а према BER анализи за висок квалитет без обзира на јачину турбуленције потребно је да  $K \ge 20$ .

Мора се нагласити да једино одређивање ВЕК није довољно за анализу пренешене слике и да његова прихватљивост зависи од постављених стандарда. Као пример може се узети пренос слика, аудио или видео садржаја код мобилних уређаја где је вредност BER од 10<sup>-3</sup> сасвим задовољавајући. Међутим код постављених стандарда у војној индустрији или медицини, где се користе слике високих резолуција и где су стандарди доста високи, ниво квалитета слике мора да буде на изузетном нивоу.

#### 4.8.2. Одређивање MSE и PSNR као мере квалитета пренешених слика

Како би се се што детаљније извршила анализа слика након преноса кроз турбуленцијски канал одређене су вредности MSE и PSNR:

$$MSE = \frac{\sum_{ij} (x_{ij} - y_{ij})^2}{M \times N} \quad i=1 \dots M, j=1 \dots N$$
(4.19)

$$PSNR = 10 log 10 \frac{2^{n} - 1}{MSE}$$
(4.20)

MSE мери просечну квадратну разлику између оригиналне и пренешене слике. Већа вредност означава лошији квалитет пренешених информација. PSNR је мера која изражава однос између максималног могућег сигнала и средње квадратне грешке MSE између оригиналне и пренешене слике. Изражава се у децибелима (dB) и већа вредност указује на бољи квалитет слике.

Резултати MSE и PSNR у условима слабе, умерене и јаке турбуленције претстављени су у табелама 4.4, 4.5 и 4.6 а детаљна анализа резултата приказана је путем пратећих графикона.

| К<br>фактор | 2       | 6     | 10    | 14    | 18    | 22    | 26    | 30    | 34    | 38    |  |
|-------------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|
|             | Lenna   |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 33,29   | 10,9  | 6,43  | 4,53  | 3,61  | 2,98  | 2,49  | 2,28  | 1,83  | 1,77  |  |
| PSNR        | 32,94   | 37,79 | 40,08 | 41,61 | 42,58 | 43,42 | 44,2  | 44,57 | 45,53 | 45,68 |  |
|             | Паприка |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 33,59   | 10,48 | 6,4   | 4,55  | 3,74  | 3,02  | 2,64  | 2,24  | 2,06  | 1,82  |  |
| PSNR        | 32,9    | 37,96 | 40,01 | 41,59 | 42,44 | 43,36 | 43,95 | 44,65 | 45,02 | 45,57 |  |
|             |         |       |       |       | Фот   | ограф |       |       |       |       |  |
| MSE         | 30,22   | 9,84  | 6,04  | 4,52  | 3,51  | 2,78  | 2,44  | 2,23  | 1,79  | 1,81  |  |
| PSNR        | 33,66   | 38,23 | 40,35 | 41,61 | 42,72 | 43,73 | 44,13 | 44,67 | 45,58 | 45,58 |  |
|             | Сат     |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 27,3    | 9,54  | 6,24  | 4,23  | 3,47  | 3,1   | 2,7   | 2,18  | 2,14  | 2,07  |  |
| PSNR        | 33,8    | 38,37 | 40,21 | 41,89 | 42,76 | 43,26 | 43,85 | 44,78 | 44,85 | 45    |  |

Табела 4.4. Добијени резултати MSE и PSNR за различите вредности *К* фактора у условима слабе турбуленције за слике: Lenna, паприка, фотограф и сат



Слика 4.23. Графичи приказ добијеног MSE за пренешене слике кроз турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције



Слика 4.24. Графичи приказ добијеног PSNR за пренешене слике кроз турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције

Табела 4.5. Добијени резултати MSE и PSNR за различите вредности *К* фактора у условима умерене турбуленције за слике: Lenna, паприка, фотограф и сат

| К<br>фактор | 2       | 6     | 10    | 14    | 18    | 22    | 26    | 30    | 34    | 38    |  |
|-------------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|
|             | Lenna   |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 44,91   | 13,92 | 8,42  | 6,73  | 4,92  | 3,74  | 3,33  | 2,79  | 2,44  | 2,27  |  |
| PSNR        | 31,84   | 36,73 | 38,91 | 39,88 | 41,25 | 42,44 | 42,94 | 43,70 | 44,29 | 44,61 |  |
|             | Паприка |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 41,64   | 13,82 | 8     | 5,99  | 4,67  | 3,91  | 3,16  | 2,88  | 2,53  | 2,3   |  |
| PSNR        | 31,97   | 36,76 | 39,13 | 40,39 | 41,47 | 42,24 | 43,17 | 43,56 | 44,13 | 44,54 |  |
|             |         |       |       |       | Фотс  | граф  |       |       |       |       |  |
| MSE         | 37,86   | 12,04 | 7,78  | 5,30  | 5,09  | 3,78  | 3,20  | 2,77  | 2,5   | 2,25  |  |
| PSNR        | 32,38   | 37,04 | 39,26 | 40,95 | 41,68 | 42,39 | 43,11 | 43,44 | 44,19 | 44,64 |  |
|             | Сат     |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 35,36   | 11,89 | 7,92  | 5,66  | 4,47  | 3,74  | 3,27  | 2,99  | 2,52  | 2,22  |  |
| PSNR        | 32,67   | 37,41 | 39,17 | 40,63 | 41,66 | 42,43 | 43,02 | 43,34 | 44,16 | 44,69 |  |



Слика 4.25. Графичи приказ добијеног MSE за пренешене слике кроз турбуленцијски канал у условима умерене турбуленције



Слика 4.26. Графичи приказ добијеног PSNR за пренешене слике кроз турбуленцијски канал у условима умерене турбуленције

| К<br>фактор | 2       | 6     | 10    | 14    | 18    | 22    | 26    | 30    | 34    | 38    |  |
|-------------|---------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|--|
|             | Lenna   |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 54,07   | 18,16 | 11,95 | 8,59  | 6,83  | 5,77  | 4,59  | 4,26  | 3,47  | 3,2   |  |
| PSNR        | 30,83   | 35,57 | 37,39 | 38,83 | 39,82 | 40,55 | 41,54 | 41,87 | 42,77 | 43,12 |  |
|             | Паприка |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 53,51   | 17,86 | 11,39 | 7,67  | 6,82  | 5,43  | 5,06  | 3,99  | 3,65  | 3,01  |  |
| PSNR        | 30,88   | 35,64 | 37,6  | 39,31 | 39,82 | 40,81 | 41,12 | 42,15 | 42,54 | 43,37 |  |
|             |         |       |       |       | Фот   | ограф |       |       |       |       |  |
| MSE         | 50,04   | 17,4  | 11,43 | 7,85  | 6,33  | 5,3   | 4,37  | 3,85  | 3,41  | 3,14  |  |
| PSNR        | 31,16   | 35,75 | 37,58 | 39,22 | 40,15 | 40,9  | 41,76 | 42,31 | 42,84 | 43,12 |  |
|             | Сат     |       |       |       |       |       |       |       |       |       |  |
| MSE         | 40,04   | 15,95 | 10,05 | 7,36  | 5,97  | 4,75  | 4,38  | 4,25  | 3,65  | 3,53  |  |
| PSNR        | 32,08   | 36,12 | 38,13 | 39,5  | 40,4  | 41,4  | 41,73 | 41,88 | 42,65 | 42,69 |  |

Табела 4.6. Добијени резултати MSE и PSNR за различите вредности *К* фактора у условима јаке турбуленције за слике: Lenna, паприка, фотограф и сат.



Слика 4.27. Графичи приказ добијеног MSE за пренешене слике кроз турбуленцијски канал у условима јаке турбуленције



Слика 4.28. Графичи приказ добијеног PSNR за пренешене слике кроз турбуленцијски канал у условима јаке турбуленције

Анализом резултата из табела и са графокона може се уочити да је за K=6 у условима слабе, умерене и јаке турбуленције респективно MSE=10,90, MSE=13,92 и MSE=18,16 док је за K=10 MSE=6,43, MSE=8,42 и MSE=11,95. Вредност овог параметра пре преноса, а након уградње дигиталног воденог жига, износила је MSE=1,64. Добијени резултати су у складу са очекивањима. У условима слабе турбуленције, чак и за ниже вредности K фактора (K=6) може се добити слика високог квалитета. У условима умерене турбуленције долази до увећања MSE у просеку за 31%, а када је у питању јака турбуленција увећање је чак за 80%.

Ако се анализира PSNR, његова вредност у условима слабе, умерене и јаке турбуленције за K=6 је PSNR=37,79, PSNR=36,73 и PSNR=35,57 респективно, док је за K=10 PSNR=40,08, PSNR=38,91 и PSNR=37,39 респективно. Вредност овог параметра пре преноса слике кроз канал била је PSNR=46,01. Може се рећи да су добијени резултати такође очекивани. У условима слабе турбуленције и за мање вредности K=6 добија се слика доброг квалитета. Када је вредност PSNR већа од 40dB добија се слика изузетног квалитета. У конкретном случају за K=10 у условима слабе турбуленције слика има изузетан квалитет. Код умерене

турбуленције долази до деградације за 3,5%, док код јаке за 6,5%. Са овим нивоом деградације за вредност К=10 може се оценити да су слике доброг квалитета.

Добијени резултати потврђују оно што је утврђено визуалним опажањем слике и BER анализом. MSE и PSNR пружају квантитативну меру прецизности добијених информација, омогућавајући да се сагледа разлика у квалитету послатих и примљених информација. Комбинација ових метода доприноси поузданости и детаљности резултата, пружајући свеобухватан увид у перформансе система. Код анализе пренешене слике одабарано је да коефицијент уградње дигиталног воденог жига буде Ku=5, овај ниво је доста низак и не може значајно да утиче на додатну деградацију квалитета слике. Међутим, уколико би коефицијент био већи, може се претпоставити да би и ниво грешке био већи, што би изазвало трансфер грешке са жига на слику након екстракције. Зато је потребно мудро одабрати Ku, где се уз адекватну видљивост воденог жига пре екстракције може обезбедити пренос квалитетних информација, као што је то и урађено у дисертацији.

### 5. ХИБРИДНИ RF/FSO ПРЕНОС

FSO системи показали су се веома корисним у свакодневној употреби. Међутим, ови системи могу имати лоше карактеристике у неповољним временским условима или у условима када у одређеним моментима не постоји LOS. Рађена су различита истраживања у којима су испитивани временски услови који највише утичу на FSO системе. У [30]-[32] је показано да магла има највећи утицај на квалитет простирања оптичког сигнала, док киша има незнатан утицај. Магле и измаглице су сачињене од ситних честица водене паре, прашине и различитих честица издувних гасова, које су по структури приближне димензијама таласних дужина оптичког сигнала, па у том погледу могу значајно да утичу на њихово простирање. Битно је напоменути да се атмосферска слабљења чешће јављају као последица расејања, а ређе као последица апсорпције. Ово може у значајној мери ограничити пропусни опсег доступног комуникацијског канала.

Како би се решио овај проблем и ефекти настали услед неповољних временских утицаја прибегава се преносу података путем хибридног RF/FSO система [33]-[35]. RF се користи за пренос података путем радио таласа, док је FSO пренос заснован на простирању оптичког сигнала кроз слободан простор. Приликом преноса сигнала коришћењем FSO система у условима густе магле долази до деградације перформанси, па у тим условима пренос сигнала није могућ. Како би се несметано извршио пренос сигнала даље пренос преузима RF систем, који за пренос информација користи милиметарске таласе, а на њих магла нема утицај. Са друге стране RF систем је изузетно осетљив на кишу, у тим условима пренос преузима FSO, па је цео систем прилагођен у повременом преузимању ове две врсте преноса. RF је у овом односу уведен као алтернатива [30], [36]-[39]. Комбиновање разноликости је ефикасна техника која је првобитно примењивана код RF преносних система. У циљу умањења ефекта фединга током преноса сигнала комбиновано је више различитих преносних канала, касније је таква техника примењивана и код FSO система [115].



Слика 5.1. Хибридни RF/FSO систем

У радовима [40], [41] представљена је шема преузимања преноса информација високог капацитете када је FSO систем у прекиду због лоших временских услова. Принцип примене преузимања преноса података врши се у моменту када се SNR код FSO система нађе испод предвиђеног нивоа, у том тренутку се врши провера SNR RF преноса, уколико не постоје сметње даље пренос преузима RF.

Постоје два начина имплементације RF/ FSO система:

- симултани преносни систем,
- систем заснован на преузимању (пребацивање).

Код симултаног преноса, као што сам назив говори, оба сигнала се преносе симултано. Колико год да је овај систем поуздан, карактерише га велика неефикасност. Докле год FSO систем ради нормално, ресурси RF система се беспотребно троше. Када FSO мрежа не успе да оставари пренос високог квалитета, тек онда се RF систему омогућава пренос сигнала високе поузданости.
Систем заснован на преузимању је осетљив на краткотрајне промене услова у окружењу као што је на пример атмосферска турбуленција. Овај механизам захтева честа пребацивања између ова два система, у зависности од услова који доводе до деградације. У систему са пребацивањем главни проблем може бити често пребацивање између RF и FSO система.

## 5.1. Релејни принцип преноса хибридног RF/FSO система

Код FSO преносних система, када растојање предајника и пријемника пређе дистанцу од 1 km као последица атмосферских турбуленција може доћи до погоршања карактеристика пренешеног сигнала. Како би се реализовао пренос информација на већим удаљеностима, примењује се релејна технологија, где се за пренос информација у једном делу користи RF, док се за други део користи FSO. Употребом релеја омогућава се већа ефикасност и побољшање перформанси система. Код хибридних RF/FSO система релејна станица континуирано проверава услове преноса. Када су временски услови повољни пренос извршава FSO преносни систем. У случају неповољних временских услова RF преносни систем преузима пренос.

Постоје два начина реализације ових система:

- **Опе-Нор** и
- Multi-Hop преносни систем.

Хибридни RF/FSO систем код којег се пренос информација одвија само са једним скоком, тачније где се пренос између предајника и пријемника одвија директно, назива се One-Hop систем. Ови системи се користе на местима где је потребна велика брзина преноса и поуздан преносни систем без обзира на временске услове.

Multi-Hop (преносни систем са више скокова) техником омогућава се већа просторна покривеност, сигнал се преноси од релеја до одредишта. Хибридни RF/FSO Multi-Hop начин пренос подразумева да неколико посредничких терминала преносе сигнал од изворног до одредишног терминала. Овај приступ представља ефикасну технику за проширење покривености бежичних мрежа са ниским захтевом снаге и високом стопом преноса података у комуникацији од краја до краја. Multi-Hop релејна мрежа може бити везана серијски, паралелно и комбинованом методом [116].

На слици 5.2 представљен је шематски приказ Multi-Hop паралелне везе. За паралелни Multi-Hop систем са структуром (M, N) извор сигнала има N+1 путања и свака од тих путања има M скокова од изворишног до одредишног чвора. Са слике се може видети да постоји једна директна путања од изворишног до одредишног чвора и да постоји N кооперативних путања, где свака кооперативна путања има M скокова (укључујући M-1 релеја у свакој путањи). У свакој директној вези, изворни сигнал након модулације подносиоцем дели се на два идентична сигнала. Ова два модулисана сигнала учитавају се на "носећи сигнал" помоћу RF и FSO предајника. У сваком регенеративном репетитору сигнал са максималним SNR између два примљена сигнала се бира за демодулацију и регенерацију прослеђивања без употребе технике исправке грешке унапред (FEC – Forward Error Correction). На основу методе прослеђивања симбола (DF – Decode and Forward) дозвољено је да само један релеј обради примљене сигнале у одређеном тренутку. На основу шеме избора најбоље путање, бира се кооперативна путања како би се имплементирао пренос сигнала од изворног до одредишног чворишта.



Слика 5.2. Шематски приказ хибридне RF/FSO Multi-Hop паралелне везе

За квалитетну имплементацију RF/FSO система потребно је извршити статистичко моделовање хибридног преносног система. Због сложености и разноликости временских услова, универзални модел није могуће применити. Модел за описивање карактеристика система заснован је на комбиновању статистичких модела који се користе код RF и FSO система. У раду [43] представљен је хибридни RF/FSO систем који комбинује Gamma-Gamma као турбуленцијски канал FSO система и Nakagami-m модел који служи за моделовање фединга RF система. Добијени резултати за ABER и вероватноћу отказа система на ефикасан начин указују да примена хибридног система значајно може умањити утицај атмосферских турбуленција и грешке помераја. У раду [117] представљен је RF/FSO хибридни систем, који за моделовање FSO канала користи Малага модел, док за моделовање RF фединга користи генерализовани  $\alpha$ -η-k- $\mu$  модел. У раду је презентовањем резултата, који анализирају перформансе система, показано да примена RF система значајно умањује ефекат атмосферске турбуленције и грешке помераја, што уједно побољшава перформансе система.

У докторској дисертацији су анализиране перформансе хибридног One-Hop и Multi-Hop RF/FSO комуникацијског система где се за моделовање RF система користи PDF Nakagami-m модела, а за моделовање FSO канала користи PDF новог Chi-square-инверзна Gamma турбуленцијског канала. У циљу моделовања новог хибридног система, одређене су CDF сваког модела појединачно. Резултат производа две независне CDF представља новодобијена CDF хибридног RF/FSO модела. За потребе анализе предложеног хибридног система, коришћењем CBPSK модулацијске шеме, представљен је нови образац за израчунавање ABER. Добијени резултати су анализирани и упоређени са резултатима добијени анализом FSO система.

### 5.2. Систем и канал модел

Хибридни RF/FSO систем је сачињен од два линка RF и FSO, који користе исту дигиталну модулациону шему. На предајнику се сигнал доводи до RF и FSO линка где се врши пренос преко оба линка истовремено. За моделовање фединга RF канала користи се Nakagami-m дистрибуција. PDF Nakagami-m модела у зависности од SNR може се представити изразом:

$$f_{\gamma_1}(\gamma_1) = \left(\frac{m^m \gamma_1^{m-1}}{\Gamma(m)\mu_1^m}\right) e^{\left(-\frac{m\gamma_1}{\mu_1}\right)}$$
(5.1)

где фактор статистике фединга *m* ≥ 0,5 представља релативну снагу коефицијента фединга, µ<sub>1</sub> означава средњи SNR. Израз (5.1) се може представити и као [43]:

$$f_{\gamma_1}(\gamma_1) = \left(\frac{m}{\mu_1}\right)^m \left(\frac{\gamma_1^{m-1}}{\Gamma(m)}\right) G_{0,1}^{1,0} \left(\frac{m\gamma_1}{\mu_1}\right)$$
(5.2)

CDF се може одредити из израза:

$$F_{\gamma_1}(\gamma_1) = \int_0^{\gamma_1} f_{\gamma_1}(\gamma_1) d\gamma_1$$
 (5.3)

сменом израза (5.2) у израз (5.3) и применом правила [85. 07.34.21.0084.01] решава се интеграл, а добијени израз представља CDF:

$$F_{\gamma_1}(\gamma_1) = \left(\frac{1}{\Gamma(m)}\right) G_{1,2}^{1,1} \left(\frac{1}{m,0} \left| \frac{m\gamma_1}{\mu_1} \right) \right)$$
(5.4)

За моделовање турбуленција FSO линка коришћена је Chi-square-инверзна Gamma дистрибуција, која је први пут представљена у докторској дисертацији. PDF када се користи IM/DD под утицајем грешке позиционирања у односу на SNR, представљена је изразом:

$$f_{\gamma_2}(\gamma_2) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\xi^2 \mathsf{K}^p \Gamma(b+\xi^2+1) \exp(-\mathsf{K})}{2\gamma_2(b+\xi^2) \Gamma(p+1) p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^2)} G_{2,2}^{2,1} \begin{pmatrix} 1-b, 1+\xi^2 \\ \xi^2, p+1 \end{pmatrix} \left| \frac{(\mathsf{K}+1)\xi^2}{(b-1)(\xi^2+1)} \sqrt{\frac{\gamma_2}{\mu_2}} \right|$$
(5.5)

CDF се може одредити из израза:

$$F_{\gamma_2}(\gamma_2) = \int_0^{\gamma_2} f_{\gamma_2}(\gamma_2) d\gamma_2$$
 (5.6)

сменом једначине (5.5) у једначину (5.6) применом правила за решавање интеграла [85, 07.34.21.0084.01] добија се израз за CDF:

$$F_{\gamma_{2}}(\gamma_{2}) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2\xi^{2}K^{p}}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times G_{4,4}^{3,3} \left( \frac{1, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2}}{\frac{\xi^{2}}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}} \right) \frac{4(K+1)^{2}\xi^{4}\gamma_{2}}{(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}} \right)$$
(5.7)

# 5.2.1. Статистичке карактеристике One-Hop хибридног RF/FSO система засноване на селективној комбинацији

Код RF/FSO система усвојена је шема селективне комбинације, која се реализује поређењем SNR RF/FSO линка са излазним сигналом максималног SNR [116]:

$$\gamma = \max(\gamma_1, \gamma_2) \tag{5.8}$$

где су  $\gamma_1$ и  $\gamma_2$  SNR RF и FSO система респективно. Према овоме CDF у односу на SNR за хибридни RF/FSO модел може се представити једначином [118]:

$$F_{\gamma}(\gamma) = P_r(\max(\gamma_1, \gamma_2) \le \gamma) = P_r(\gamma_1 \le \gamma, \gamma_2 \le \gamma) = F(\gamma_1)F(\gamma_2) \quad (5.9)$$

Сменом једначина (5.4) и (5.7) у једначину (5.9) применом правила за производ Мејјег функција добија се генерализовани проширени облик биваријантне Meijer G функције (EGBMGF – Extendet Generalized Bivarite Meijer-G Function) [85, 07.34.16.0003.01] помоћу које је представљен CDF хибридног RF/FSO система:

$$F_{\gamma}(\gamma) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times G_{0,0:1,2:4,4}^{0,0:1,1:3,3} \left( \begin{array}{c} 1\\m,0 \end{array} \right| \frac{1, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2}}{\frac{\xi^{2}}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0} \left| m\frac{\gamma_{1}}{\mu_{1}} \right| \frac{4(K+1)^{2}\xi^{4}\gamma_{2}}{(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}} \right) (5.10)$$

#### 5.2.2. ABER One-Нор хибридног RF/FSO система

Код One-Hop хибридног RF/FSO система ABER се добија из израза:

$$P_{ABER}(\gamma) = \frac{y^{x}}{2\Gamma(x)} \int_{0}^{\infty} e^{-y\gamma} \gamma^{x-1} F_{\gamma}(\gamma) d\gamma$$
(5.11)

*х* и *у* представљају ABER параметре за бинарну модулацијску шему. У табели 5.1 су дате вредности *х* и *у* параметара у зависности од модулације.

| Табела 5.1. Вредност х и у параметара у зависности од модулационе |
|---|
|---|

| Модулациона техника                                | x   | у   |
|--|-----|-----|
| Coherent Binary Phase Shift Keying (CBPSK)         | 0,5 | 1   |
| Coherent Binary Frequency Shift Keying (CBFSK)     | 0,5 | 0,5 |
| Non-Coherent Binary Frequency Shift Keying (NBFSK) | 1   | 0,5 |
| Diferential Binary Phase Shift Keying (DBPSK)      | 1   | 1   |

Сменом једначине (5.10) у једначину (5.11) имплементирањем CBPSK модулационе технике и применом правила [85, 01.03.26.0004.01] где је  $e^{-y\gamma} = G_{0\,1}^{1\,0}(y\gamma|_0^{-})$ , а затим применом правила [85, 07.34.21.0081.01] добија се израз за ABER од изворног до пријемног чворишта:

$$P_{\gamma}(\gamma) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(x)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times G_{1,0:1,2:4,4}^{0,1:1,1:3,3} \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -| & m, 0| & \frac{1}{\xi^{2}}, \frac{2-b}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2} \\ \frac{\xi^{2}}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 & |\frac{m}{\mu_{1}}| \frac{(K+1)^{2}\xi^{4}}{2(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}} \end{pmatrix}$$
(5.12)

Заменом једначине (5.7) у једначину (5.11) применом CBPSK модулационе технике и решавањем интеграла помоћу правила [85, 07.34.21.0088.01] добија се израз за ABER од изворног до пријемног чворишта само за FSO:

$$P_{\gamma_{2}}(\gamma_{2}) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})\Gamma(x)} \times \\ \times G_{5,4}^{3,4} \begin{pmatrix} 1-x, 1, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2} \\ \frac{\xi^{2}}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 \end{pmatrix} \frac{4(K+1)^{2}\xi^{4}}{(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}} \end{pmatrix} (5.13)$$

#### 5.2.3. ABER Multi-Нор хибридног RF/FSO система

За паралелни хибридни RF/FSO Multi – Нор систем заснован на DF шеми еквивалентан i-ти SNR (*γ*<sub>ei</sub>) може се представити изразом [116]:

$$\gamma_{ei} = \min(\gamma_{e1}, \gamma_{e2}, \dots, \gamma_{eM}) \tag{5.14}$$

С обзиром на идентичне и независне дистрибуције хибридног RF/FSO система, CDF еквивалентног SNR i-те путање може се представити изразом [116]:

$$F_{\gamma_{ei}} = 1 - \left[1 - F_{\gamma}\right]^{M}$$
(5.15)

На основу избора шеме са најбољом путањом сигнала и са највећим односом SNR  $\gamma_{ei}$  (i=1, ..., N представља i-ту путању) бира се тренутни SNR  $\gamma_{io}$  директног

хибридног линка између извора и одредишта. Стога се излазни SNR  $\gamma_e$  може представити изразом:

$$\gamma_{e}=\max(\gamma_{io},\gamma'_{e}) \tag{5.16}$$

где је  $\gamma'_{e} = \max_{i=1,...,N} \gamma_{ei}$ . Претпоставка је да FSO и RF линкови у свим релејним линковима имају једнак SNR, на основу овога се може извести израз за CDF од  $\gamma'_{e}$ :

$$F_{\gamma'e}(\gamma) = [F_{ei}(\gamma)]^{N} = \left[1 - \left[1 - F_{\gamma}\right]^{M}\right]^{N} = \left[1 - \left[1 - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})}\exp(-K) \times \right]^{M} + \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})}\exp(-K) \times \left[1 - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})}\exp(-K) \times \right]^{M}$$

$$G_{0,0:1,1:3,3}^{0,0:1,1:3,3}\left(\begin{array}{c}1\\m,0\end{array}\middle|\begin{array}{c}1,\frac{1-b}{2},\frac{2-b}{2},\frac{2+\xi^{2}}{2}\\\frac{\xi^{2}}{2},\frac{p+1}{2},\frac{p+2}{2},0\end{array}\middle|\frac{m\gamma_{1}}{\mu_{1}}\bigg|\frac{4(K+1)^{2}\xi^{4}\gamma_{2}}{(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}}\right)\bigg]^{M}\right]$$
(5.17)

применом једначине (5.17) у једначину (5.9) добија се израза за CDF на одредишном чвору:

$$F_{\gamma e}(\gamma) = F_{\gamma' e}(\gamma) F_{\gamma}(\gamma) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times G_{0,0:1,2:4,4}^{0,0:1,1:3,3} \left( \begin{array}{c} 1\\m,0 \end{array} \middle| \frac{1, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2}}{\frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0} \Biggr | \frac{m\gamma_{1}}{\mu_{1}} \Biggr | \frac{4(K+1)^{2}\xi^{4}\gamma_{2}}{(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}} \right) \\ \times \left[ 1 - \left[ 1 - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-2}\xi^{2}K^{p}\Gamma(b+\xi^{2}+1)\exp(-K)}{\pi(b+\xi^{2})\Gamma(m)\Gamma(p+1)p!\Gamma(b)\Gamma(b+\xi^{2})} \times \right] \right]^{M} \right]^{N} \times G_{0,0:1,2:4,4}^{0,0:1,1:3,3} \left( \begin{array}{c} 1\\m,0 \Biggr | \frac{1, \frac{1-b}{2}, \frac{2-b}{2}, \frac{2+\xi^{2}}{2}}{\frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0} \Biggr | \frac{m\gamma_{1}}{\mu_{1}} \Biggr | \frac{4(K+1)^{2}\xi^{4}\gamma_{2}}{(\xi^{2}+1)^{2}(b-1)^{2}\mu_{2}} \right) \right]^{M} \right]^{N}$$
(5.18)

сменом једначине (5.18) у једначину (5.11) добија се израз за ABER за хибродне Multi-Hop RF/FSO систем:

$$\begin{split} F_{\gamma-mh}(\gamma) &= \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3}\xi^2 \mathsf{K}^p \Gamma(b+\xi^2+1) \exp(-\mathsf{K})}{\pi(b+\xi^2) \Gamma(m) \Gamma(x) \Gamma(p+1) p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^2)} \mathsf{X} \\ &\times \sum_{t=1}^{n} W_t \, G_{1,0:1,2:4,4}^{0,1:1,1:3,3} \begin{pmatrix} 1 \\ m, 0 \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 \end{pmatrix} \frac{|mc_t|}{|m_1|} \frac{(\mathsf{K}+1)^2 \xi^4 c_t}{2(\xi^2+1)^2(b-1)^2 \mu_2} \end{pmatrix} \mathsf{X} \\ &\times \left[ 1 - \left[ 1 - \sum_{p=0}^{\infty} \frac{2^{b+p-3} \xi^2 \mathsf{K}^p \Gamma(b+\xi^2+1) \exp(-\mathsf{K})}{\pi(b+\xi^2) \Gamma(m) \Gamma(p+1) p! \Gamma(b) \Gamma(b+\xi^2)} \mathsf{X} \right]^M \right]^M \\ &\times G_{1,0:1,2:4,4}^{0,1:1,1:3,3} \begin{pmatrix} 1 \\ m, 0 \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 \\ \frac{\xi^2}{2}, \frac{p+1}{2}, \frac{p+2}{2}, 0 \end{pmatrix} \frac{|mc_t|}{|m_1|} \frac{(\mathsf{K}+1)^2 \xi^4 c_t}{2(\xi^2+1)^2(b-1)^2 \mu_2} \end{pmatrix} \right]^M \end{split}$$
(5.19)

у једначини (5.19) извршена је апроксимација интеграла  $\int_0^{\infty} \gamma^x e^{y\gamma} F_{\gamma}(\gamma) d\gamma$  коришћењем генерализованог Gauss – Laguerre правила квадратуре, где  $W_t$  представља "одговарајући тежински коефицијент" и може се одредити помићу израза[116]:

$$W_t = \frac{(t+\frac{1}{2})c_t}{\left\{n!(n+1)^2 \left[L_{n+1}^{-1/2} c_t\right]^2\right\}}$$
(5.20)

где је  $c_t$  t-ти корен генерализованог Laguerre полинома  $L_{n+1}$  (c), који се може одредити из [119].

## 5.3. Резултати и дискусија

За добијање резултата коришћени су параметри из табеле 3.1, остали параметри представљени су у овом поглављу.

Коришћењем израза (5.12) и (5.13), креиране су слике 5.3 и 5.4. На овим сликама приказане су ABER карактеристика за One-Hop RF/FSO хибридни систем, односно FSO систем респективно. Оба ова модела налазе се у истим условима и са истим параметрима. Вредности електричног SNR RF и FSO система у свим тачкама су једнаке  $\mu_1 = \mu_2$ .



Слика 5.3. ABER за хибридни One-Hop RF/FSO систем у условима слабе турбуленције за различите вредности *К* фактора када се примењује CBPSK модулациона техника



Слика 5.4. ABER за FSO систем у условима слабе турбуленције за различите вредности *К* фактора када се примењује CBPSK модулациона техника

Анализом графикона може се закључити да је ниво ABER знатно нижи код хибридног One-Hop RF/FSO система у односу на FSO систем, што указује на то да

се применом хибридног модела унапређују перформансе система. Такође се може закључити да се вредност ABER умањује како се и вредност електричног SNR повећава. ABER се додатно може умањити повећањем вредности *К* фактора, што утиче на поправљање перформанси система, како за FSO тако и за хибридни систем.

На сликама 5.5 и 5.6 представљен је графикон који приказује односе ABER за хибридни One-Hop RF/FSO систем и FSO систем респективно у зависности од јачине турбуленције.



Слика 5.5. ABER за хибридни One-Hop RF/FSO систем у условима слабе, умерене и јаке турбуленције за вредности *K*=2 и *m*=2 када се примењује CBPSK модулациона техника



Слика 5.6. ABER за FSO систем у условима слабе, умерене и јаке турбуленције за вредности *К*=2 када се примењује CBPSK модулациона техника

Са графикона се може видети да је за слабије турбуленције вредност ABER нижа, како за хибридни тако и за FSO систем. Хибридни One-Hop RF/FSO систем је нешто отпорнији на атмосферске турбуленције у односу на FSO линк, што је и било очекивано. Код хибридног One-Hop RF/FSO система, приоритет приликом преноса сигнала има FSO систем, све док утицај атмосферских турбуленција не нарушава перформансе система. У условима јаких турбуленција перформансе FSO система опадају, а када ниво SNR падне испод одређеног прага, онда пренос преузима RF. Његова осетљивост на турбуленције је незнатна, па су и преносне карактеристике боље.

На слици 5.7 представљен је однос ABER за One-Hop хибридни RF/FSO систем у зависности од фактора статистике фединга *m*, за различите вредности електричног SNR.



Слика 5.7. ABER за хибридни One-Hop RF/FSO систем у условима слабе турбуленције за различите вредности статистике фединга када се примењује CBPSK модулациона техника

За почетну и најнижу вредност овог параметра одабрана је вредност m=0,5што је уједно и најнижа могућа вредност. Са приложеног графика се може уочити да је за m=0,5 и ниво ABER највећи. Са повећањем вредности параметра m вредност ABER опада, што условљава поправљању перформанси система. Увећањем електричног SNR додатно се може умањити ABER.

На сликама 5.8 и 5.9 представљени су графикони за ABER код хибридног Multi-Hop RF/FSO система у зависе од релејне структуре система.



Слика 5.8. ABER за хибридни Multi-Hop RF/FSO систем када се примењује BPSK модулациона техника у условима слабе турбуленције у зависности од релеј не структуре када број скокава остаје непромењен *M*=2, а број путања расте



Слика 5.9. ABER за хибридни Multi-Hop RF/FSO систем када се примењује BPSK модулациона техника у условима слабе турбуленције у зависности од релејне структуре када број скокава расте, а број путања је непромењен *N*=2

Анализа је урађена у условима слабе турбуленције за *K*=2 и *m*=2, а остале вредности су представљене у табели 3.1. Са графикона се на први поглед може

уочити да су перформансе Multi-Hop RF/FSO система значајно боље од перформанси One-Hop RF/FSO система. Са константним бројем скокова, а увећаним броја путања ниво ABER опада, што условљава побољшању перформанси система (слика 5.8). С обзиром да се сигнал са највећим односом сигнал шум бира као излаз, повећањем броја путања значи да је вероватноћа да ће сигнал са већим односом SNR стићи до пријемника, то значи да ће укупан ABER система бити мањи, а перформансе система боље. Константан број скокова са увећањем вредности електрочног SNR обезбеђује додатно побољшање перформанси код Multi-Hop хибридног RF/FSO система. Са повећавањем броја скокова M, а са константним бројем путања N, вредност ABER расте, са тим и перформансе система опадају (слика 5.9). Претпоставка је да су околности и окружење током сваког скока код хибридног RF/FSO система исте, стога је и ABER на сваком скоку исти. Са повећањем броја скокова, повећава што условљава деградацију перформанси система.

На слици 5.10 приказан је однос ABER у зависности од од јачине турбуленције за хибридни RF/FSO Multi-Нор систем.



Слика 5.10. ABER за хибридни Multi-Hop RF/FSO систем у условима слабе, умерене и јаке турбуленције за вредности *К*=2 и *m*=2 када се примењује CBPSK

#### модулациона техника

График потврђује оно што је већ констатовано код One-Hop система, утицај турбуленција на хибридни система је мањи у односу на FSO систем. Карактеристике система су знатно боље, а перформансе се додатно побољшавају са повећањем вредности електричног SNR. Јачина турбуленција утиче на перформансе система, али у мањој мери у односу на FSO систем.

На слици 5.11 приказан је ABER у функцији електричног SNR у зависности од фактора статистике фединга *m* када се примењује хибридни RF/FSO Multi-Hop систем.



Слика 5.11. ABER за хибридни Multi-Hop RF/FSO систем у условима слабе турбуленције за различите вредности статистике фединга када се примењује CBPSK модулациона техника

Примењена је структура са две путање (N) и три скока (M) у условима слабе турбуленције. Аналогно као код One-Hop хибридног RF/FSO система, са повећањем вредности факора статистике фединга m ABER опада, а са увећањем електричног SNR вредност ABER се додатно умањује. Овакве околности значајно утичу на побољшање перформанси система, с тим што је код хибридних RF/FSO Multi-Hop система прогресивност опадања вредности ABER много већа, услед утицаја вредности статистике фединга.

Графички приказ ABER у зависности од *К* фактора код хибридног RF/FSO Multi-Нор система представљен је на слици 5.12.



Слика 5.12. ABER за хибридни Multi-Hop RF/FSO систем у условима слабе турбуленције за различите вредности *К* фактора када се примењује CBPSK модулациона техника

Примењена је структура са две путање (N) и три скока (M) у условима слабе турбуленције. Оно што се може уочити са слике је да повећањем K фактора и вредност ABER опада, што је и било очекивано с обзиром на аналогију са хибридним RF/FSO One-Hop системом. Такође, са повећањем вредности електричног SNR и прогресија опадања ABER је знатно већа у односу на хибридне RF/FSO One-Hop системе.

## 6. ЗАКЉУЧАК

Брз и поуздан пренос података представља основу функционисања сваког жичног и бежичног преносног система. Са повећањем броја корисника појавила се и потреба за већим пропусним опсегом. Пренос оптичким влакнима доживео је велики напредак у 21. веку, што је омогућило бржи пренос података и велики пропусни опсег, међутим постоје одређена ограничења код ових преносних система. Највећи проблем оптичких влакна је превазилажење препрека и неприступачног терена, па се због својих добрих карактеристика FSO системи користе као "бајпас", како би надоместили недостатке оптичких влакана. Поред свих својих добрих особина, FSO системе карактеришу и одређени недостаци. Осетљивост на атмосферске турбуленције, грешке помераја и ограничење у погледу пропагације сигнала су најчешћи недостаци са којима се FSO системи сусрећу.

У докторској дисертацији је анализиран утицај атмосферских турбуленција и грешке помераја на перформансе FSO система. За потребе анализе утицаја атмосферских турбуленција креиран је нови математички модел турбуленцијског канала и то комбиновањем двеју познатих расподела: Chi-square и инверзне Gamma. Изведени изрази за затворени облик PDF и CDF новог Chi-square инверзна Gamma турбуленцијског канала доприносе лакшем разумевању карактеристика FSO система. У дисертацији је проширен опсег истраживања јер је узет у обзир и нулти утицај грешке помераја ласера на перформансе FSO система. Евалуација ABER је спроведена у ситуацији када се користи IM/DD са ООК модулацијом и SIM са DPSK, узимајући у обзир различите вредности параметара система и јачине турбуленција. Рад проширује дискурс о моделовању турбуленција, презентовањем свеобухватног погледа на Chi-square – инверзна Gamma расподелу, грешке нултог помераја ласера и средње вероватноће грешке по биту. Употреба математичких модела је кључна у пројектовању FSO система, а представљено истраживање презентује разноликост у моделовању атмосферских турбуленција користећи специфичне моделе и приступ за прецизно моделовање. Добијени резултати су презентовани путем графикона и пружају увид у

перформансе предложеног модела под различитим утицајем атмосферских турбуленција.

Као што се и очекивало, у условим слабих атмосферских турбуленција када се примењује IM/DD са ООК модулацијом преносне карактеристике сигнала су боље, са појачавањем интензитета турбуленције долази и до повећања вредности ABER параметра што представља услов за деградацију перформанси система. Деградација се може умањити увећањем K фактора и електричног SNR. Може се закључити да систем показује најбоље перформансе у условима слабе турбуленције и за веће вредности К фактора, а да се перформансе додатно поправљају са увећањем електричног SNR. Применом SIM модулацијске шеме са DPSK перформансе система се додатно могу поправити. Утицај грешке нултог помераја коришћењем Chi-square – инверзна Gamma турбуленцијског канала анализиран је у функцији средње оптичке снаге *P*<sub>T</sub> за различите вредности девијације џитера. Грешке у позиционирању пријемника и предајника доводе до увећања вредности девијације џитера, са чијим увећањем и вредност ABER расте, а као последица тога долази до деградације перформанси система. Такође је рађена анализа резултата када дође до повећања пречника пријемника, као и за повећање пропагационе дистанце. Може се закључити да се увећањем полупречника детектора на пријему могу поправити перформансе система, док са повећањем пропагационе дистанце и перформансе система опадају, перформансе система се додатно могу поправити увећањем интензитета средње предајне снаге.

Извршена је симулација преноса слике са уграђеним дигиталним воденим жигом кроз турбуленцијски канал како би се валидирао поменути модел. Прво је урађена визуелна анализа пренетих слика, а затим су као мере квалитета израчунате вредности BER, MSE и PSNR. Визуелном анализом утврђено је да K фактор и јачина атмосферских турбуленција значајно утичу на квалитет пренешене слике кроз турбуленцијски канал након екстракције дигиталног воденог жига. У условима слабе турбуленције, чак и за нешто ниже вредности K фактора ( $K \ge 6$ ), може се рећи да слика има прихватљив квалитет. Док је за вредност  $K \ge 10$  квалитет слике изузетан. Са појачањем интензитета турбуленције и квалитет слике опада, па у условима јаке турбуленције једино за вредности  $K \ge 10$  може се рећи да је слика задовољавајућег квалитета. ВЕR анализом добијени су резултати који су у складу са визуелном анализом слике. У условима слабе турбуленције, а за веће вредности К параметра ниво BER је нижи, што обезбеђује добар квалитет слике. Са повећањем јачине турбуленције и ниво BER расте, што условљава деградацију квалитета слике, па у условима јаке турбуленције једино за вредност *К*≥10 BER има задовољавајуће вредности, док је за мање вредности К фактора ниво BER нижи од предвиђеног. У процесу одређивања мере квалитета слике анализирани су MSE и PSNR. Вредности ових параметара добијени израчунавањем презентоване су графички и табеларно. Може се закључити да су вредности MSE и PSNR потврдиле оно што је утврђено визуелним посматрањем слике и BER анализом. Повећање К фактора доводи до побољшања перформанси система, које значајно утичу на квалитет пренешених слика, док појачање интензитета турбуленција доводи до деградације пренешених слика, па се може рећи да се у условима јаких турбуленција може очекивати квалитетан пренос слика само за веће вредности К (K≥20) фактора. Из перспективе FSO система, како би дошло до повећања К фактора потребно је повећати пречник пријемника, односно предајника, повећати снагу и пропусни опсег.

Због осетљивости FSO система на атмосферске турбуленције И ограничености пропагационе дистанце њихова примена је ограничена. У докторској дисертацији је презентован нови хибридни RF/FSO математички модел за одређивање перформанси система. За моделовање RF фединга коришћен је Nakagami-m модел, док је за моделовање FSO канала коришћена нова Chi-square инверзна Gamma математичка расподела. Овај модел презентује све предности хибридног RF/FSO система. У дисертацији су представљени One-Hop и релејни Multi-Hop хибридни RF/FSO системи, а за оцену квалитета пренешених информација извршена је анализа ABER карактеристика. За случај примењене CBPSK изведен је израз за ABER One-Hop хибридног RF/FSO система и FSO система. Коришћени су исти параметри и исти атмосферски услови, а добијени резултати су презентовани путем графикона. Анализом графикона утврђено је да је хибридни One-Hop RF/FSO систем отпорнији на атмосферске турбуленције и да је ниво ABER доста нижи у односу на FSO системе, а самим тим су и перформансе боље. Такође је евидентан утицај К фактора и интензитета електричног SNR на преносне карактеристике. Утицај интензитета електричног SNR је знатно већи код хибридног One-Hop RF/FSO система, јер је прогресија опадања ABER знатно већа са увећањем вредности електричног SNR. Анализом добијених вредности средње вероватноће грешке по биту у зависности од фактора фединга *m*, закључено је да систем показује много боље карактеристике када је вредност *m* већа. У дисертацији је такође изведен израз за ABER за хибродни Multi-Hop RF/FSO систем. Увидом у резултате, који су презентовани путем графикона, утврђено је да хибридни Multi-Hop RF/FSO системи показују најбоље резултете, ниво ABER је знатно нижи од One-Hop RF/FSO хибридних система, самим тим су и перформансе знатно боље. Са повећањем броја путања и перформансе система се знатно поправљају. Имајући у виду да се сигнал са највећим односом сигнал шум бира као излаз, увећавање броја путања омогућава да се сигнал са већом вредношћу електричног SNR пренесе до пријемника, што аутоматски значи нижи ниво ABER и боље перформансе. Са друге стране, повећање броја скокова води ка повећању вредности ABER параметра. Већи број скокова кумулативно повећава растојање простирања сигнала, па самим тим расте и ABER, што даље води ка деградацији перформанси система.

Анализом добијених резултата може се закључити да новокреирани модели могу пружити информације о стању канала у различитим атмосферским условима, као и за различите вредности радних параметара, што пружа велико олакшање у пројектовању система за пренос информација. Табеларни, графички и визуелни приступ анализе пренешених информација пружа јасну слику о стању канала. Основа у пројектовању преносних система је разноликост, у овој десертацији је представљен модел који омогућава диверзификацију преноса информација у ситуацијама кад из објективних разлога пренос није могуће остварити по предвиђеним стандардима.

Примена савремених преносних система и развој 5Г технологије значајно је убрзао процес развијања самовозећих аутомобила, уједно је повећао ниво безбедности саобраћаја. С обзиром на осетљивост оваквих система на латенцију, презентовани модели могу да пруже добру подршку у моделовању савремених информационих система у саобраћају. Даљи планови истраживања су примена оваквих модела у процесу планирања поузданих информационих система у саобраћају који ће омогућити разноликост у пројектовању истих.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] C. Cordeiro, H. Gossain, R. L. Ashok, D. P. Agrawal, *The last mile: Wireless technologies for broadband and home networks*, In Proceedings of 21st Brazilian symposium on computer networks, pp. 19-23, 2003.
- [2] E. Farooq, A. Sahu, S. K. Gupta, Survey on FSO communication system— Limitations and enhancement techniques. In Optical and Wireless Technologies: Proceedings of OWT, Springer Singapore, pp. 255-264, 2017.
- [3] S. A. Al-Gailani, M. F. M. Salleh, A. A. Salem, R. Q. Shaddad, U. U. Sheikh, N. A. Algeelani, T. A. Almohamad, A survey of free space optics (FSO) communication systems, links, and networks, IEEE Access, vol. 9, pp. 7353-7373, 2020.
- [4] V. Ramasarma, *Free space optics: A viable last-mile solution*, Bechtel Telecommunications Technical Journal, Vol. 1, No. 1 pp. 22-30, 2002.
- [5] H. G. Sandalidis, T. A. Tsftsis, G. K. Karagiannidis, M.Uysal, BER Perfomance of FSO Links over Strong Atmospheric Turbulence Channels with Pointing Errors, IEEE Communications Letters, Vol. 12, No. 1, pp. 44 – 46, 2008.
- [6] A. Belmonte, J. M. Kahn, *Perfomance of synchronous optical receivers using atmospheric compensation techniques*, Optics Express Vol. 16, No. 18, pp. 14151 14162, 2008.
- [7] D. Vučković, B. Prlinčević, P. Spalević, S. Panić, H. Škrijelj, *Perfomance analysis of FSO transmission of image processing fire detection over Rician fading channels*, Twenty-fourth international Electrotechnical and Computer Science Conference ERK, ISSN 1581 4572, pp. 81 84, 21-23, 2015.
- [8] K. P. Peppas, G. C. Alexandropoulos, E. D. Xenos, A. Maras, *The Fischer–Snedecor F-Distribution Model for Turbulence-Induced Fading in Free-Space Optical Systems*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 38, No. 6, pp. 1286-1295, 2019.
- [9] F. Yang, J. Cheng, T. A. Tsiftsis, *Free-space optical communication with nonzero boresight pointing errors*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 62, No.2, pp. 713-725, 2014.
- [10] 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.
- [11] I. I. Kim, R. Stieger, J. Koontz, C. Moursund, M. Barclay, P. Andhikari, C. M. DeCusatis, Wireless optical transmission of fast ethernet, FDDI, ATM, and ESCON protocol data using the TerraLink laser communication system, Optical Engineering, Vol. 37, No. 12, pp. 3143-3155, 1998.
- [12] D. K. Borah, D. G. Voelz, Estimation of laser beam pointing parameters in the presence of atmospheric turbulence, Applied Optics, Vol. 46, No. 23, pp. 6010-6018, 2007.

- [13] D. K. Borah, D. G. Voelz, Pointing error effects on free-space optical communication links in the presence of atmospheric turbulence, Journal of Lightwave Technology, Vol. 27, No. 18, pp. 3965-3973, 2009.
- [14] I. S. Ansari, F. Yilmaz, M. S. Alouini, *Performance analysis of free-space optical links over malaga (M) turbulence channels with pointing errors*, IEEE Transactions on Wireless Communications, pp. 91-102, 2015.
- [15] A. A. Farid, S. Hranilovic, *Outage capacity optimization for free-space optical links with pointing errors*, Journal of Lightwave technology, Vol. 25 No. 7, pp. 1702-1710, 2007.
- [16] M. A. Amirabadi, An optimization problem on the performance of FSO communication system, arxiv preprint arxiv, 1902.10043, 2019.
- [17] M. M. Smilić, D. N. Milić, P. Spalević, Z. Nikolić, Performance of Free Space Optical Communication in Malaga Channel with Zero/Non-Zero Boresight Pointing Error, 5th International Conference IcETRAN 2018, pp. 1230–1235, 2018.
- [18] R. Barrios, F. Dios, Exponentiated Weibull distribution family under aperture averaging for Gaussian beam waves, Opt. Express, Vol. 20, Issue 12, 2012, 20, pp. 13055–13064.
- [19] J. Li, M. Uysal, Achievable Information Rate for Outdoor Free Space Optical, Global Telecommunications Conference, Vol.5, p.p. 2654-2658, 2003.
- [20] V. Biswas, W. Vilnrotter, D. Farr, D. Fort, E. Sigman, Pulse position modulated ground receiver design for optical communications from deep space, Proc. SPIE, San Jose, CA, Vol. 4635, pp. 224-235, Jan, 2002.
- [21] I. Garrett, Pulse-position modulation for transmission over optical fibres with direct orheterodyne detection, IEEE Transaction on Communications, Vol. 31, No. 4, pp. 518-527, Apr., 1983.
- [22] W. O. Popoola, Z. Ghassemlooy, V. Ahmadi, Performance of sub-carrier modulated free-space optical communication link in negative exponential atmospheric turbulence environment, International Journal of Autonomous and Adaptive Communications Systems, Vol. 1 No. 3, pp. 342-355, 2008.
- [23] H. E. Nistazakis, V. D. Assimakopoulos, G. S. Tombras, *Performance estimation of free space optical links over negative exponential atmospheric turbulence channels*, Optik-International Journal for Light and Electron Optics, Vol. 122, No. 24, pp. 2191–2194, December 2011.
- [24] N. Youssef, T. Munakata, M. Takeda, *Fade Statistics in Nakagami Fading Environments*, IEEE In Proceedings of ISSSTA'95 International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol. 3, pp. 1244-1247, 1966.
- [25] A. Mitić, D. Milović, A. Panajotović, Statististički parametri drugog reda za kanal sa rajsovim fedingom u Prisustvu kanalne interferencije, ETRAN Conference, Budva, pp.113-116, June 5-10, 2005.
- [26] Dr. Vipula Singh, *Digital Watermarking: A Tutorial*, (JSAT), January Edition, 2011.
- [27] A. B. Watson, *NASA Ames Research Center, Image compression using discrete cosine transform*, Mathematica journal, Vol. 4, No. 1, pp. 81-88, 1994.

- [28] S. Roy, A. K. Pal, A blind DCT based color watermarking algorithm for embedding multiple watermarks, AEU-International Journal of Electronics and Communications, Vol. 72, pp. 149-161, 2017.
- [29] N. F. Johnson, S. Katzenbeisser, *A survey of steganographic techniques*, In Information hiding, pp. 43-78, May, 2000.
- [30] F. Nadeem, V. Kvicera, M. Awan, E. Leitgeb, S. Muhammad, G. Kandus, Weather effects on hybrid FSO/RF communication link, IEEE J. Sel. Areas Commun., Vol. 27, No. 9, pp. 1687–1697, Dec., 2009.
- [31] H. Wu, M. Kavehrad, Availability evaluation of ground-to-air hybrid FSO/RF links, Int. J. of Wir. Inf. Networks, Vol. 14, No. 1, pp. 33–45, Mar., 2007.
- [32] F. Nadeem, E. Leitgeb, M. Awan, M. Kandus, FSO/RF hybrid network availability analysis under different weather condition, Proc. 3rd Int. Conf. on Next Generation Mobile Applications, Services and Technologies, Wales, UK, pp. 239–244, September, 2009.
- [33] L. Kong, W. Xu, L. Hanzo, H. Zhang, C. Zhao, *Performance of a free-space-optical relay-assisted hybrid RF/FSO system in generalized M-distributed channels*, IEEE Photonics Journal, Vol. 7, No. 5, pp.1-19, 2015.
- [34] M. Najafi, V. Jamali, R. Schober, *Optimal relay selection for the parallel hybrid RF/FSO relay channel: Non-buffer-aided and buffer-aided designs*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 65, No. 7, pp.2794-2810, 2017.
- [35] A. Upadhya, M. Meenalakshmi, S. Chaturvedi, V. K. Dwivedi, *Full duplex mixed FSO/RF relaying systems with self-interference and outdated CSI*, Optical and Quantum Electronics, Vol. 55, No. 3, 2023.
- [36] T. Moulsley, E. Vilar, *Experimental and theoretical statistics of microwave amplitude scintillations on satellite down-links*, IEEE Trans. Anten. Propag., Vol. 30, No. 6, pp. 1099–1106, Jan., 1982.
- [37] B. He, R. Schober, *Bit-interleaved coded modulation for hybrid RF/FSO systems*, IEEE Transactions on Communications Vol. 57, pp. 3753-3763, 2009.
- [38] H. Wu, B. Hamzeh, M. Kavehrad, *Achieving carrier class availability of FSO link via complementary RF link*, in Proc. 38th Asilomar Conf. Signals, Systems and Computers, Oct., 2004.
- [39] Z. Jia, F. Ao, Q. Zhu, *BER performance of the hybrid FSO/RF attenuation system*, In Int. Symp. Anten., Prop. & EM Theory, Sep., 2006.
- [40] U. Muneer, H. Yang, M. Alouini, *Performance analysis of switching based hybrid FSO/RF transmission*, Proc. IEEE VTC2014 80th Vehicular Technology Conf., Vancouver, BC, Canada, pp. 1–5, 2014.
- [41] U. Muneer, H. Yang, M. Alouini, *Practical switching-based hybrid FSO/RF* transmission and its performance analysis, IEEE Photon. J., Vol. 6, No. 5, pp. 7746–7759, 2014.
- [42] A. Upadhya, V. K. Dwivedi, G. K. Karagianidis, On the effect of interference and misalignment error in mixed RF/FSO systems over generalized fading channels, IEEE Transactions on Communications, Vol. 68, No. 6, pp. 3681-3695, 2020.
- [43] W. M. R. Shakir, On performance analysis of hybrid FSO/RF systems, IET Communications, Vol. 13, No. 11, pp. 1677-1684, jun 2019.

- [44] S. H. Ali, Advantages and limits of free space optics, International Journal of Advanced Smart Sensor Network Systems (IJASSN), Vol. 9 No.1/2/3, 2019.
- [45] Z. Ghassemlooy, W. Popoola, S. Rajbhandari, *Optical wireless communications:* system and channel modelling with Matlab®, CRC press 2019.
- [46] Z. Saleem, N. Khan, W. Ishaq, M. Altaf, Free space optical (FSO) link design under diverse weather conditions, WSEAS Transactions on Electronics, pp. 225-232, 2006.
- [47] J Mikołajczyk, Z. Bielecki, M. Bugajski, J. Piotrowski, J. Wojtas, W. Gawron, A. Prokopiuk, *Analysis of free-space optics development*, Metrology and Measurement Systems, Vol. 24, No.4, pp. 653-674, 2017.
- [48] A. K. Majumdar, Advanced free space optics (FSO): a systems approach, Springer, Vol. 186, 2014.
- [49] H. Willebrand, B. S. Ghuman, *Free space optics: enabling optical connectivity in today's networks*, SAMS publishing, 2002.
- [50] W. O. Popoola, *Subcarrier intensity modulated free-space optical communication systems*, University of Northumbria at Newcastle (United Kingdom), 2009.
- [51] F. Xu, M. A. Khalighi, S. Bourennane, *Impact of different noise sources of the performance of PIN and ADP- based FSO receivers*, International Conference on Telecomunications IEEE, pp. 211 218, 2011.
- [52] S. Arnon, J. Barry, G. Karagiannidis, *Advanced optical wireless communication systems*, Cambridge university press, 2012.
- [53] J. C. Campbell, S, Demiguel, A. Beck, S. Wang, X. Guo, N. Tscherptner, *Recent advances in avalanche photodiodes*, IEEE Journal of selected topics in quantum electronics, Vol. 10, No. 4, pp.777-787, 2004.
- [54] E. Ip, A. P. T. Lau, D. J. Barros, J. M. Kahn, *Coherent detection in optical fiber systems*, Optics express, Vol. 16, No. 2, pp. 753-791, 2008.
- [55] J. Y. Wang, J. B. Wang, M. Chen, Y. Tang, 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.
- [56] I. S. Ansari, F. Yilmaz, M. S. Alouini, Impact of pointing errors on the performance of mixed RF/FSO dual-hop transmission systems, technical report, 2013. Available: <u>http://arxiv.org/abs/1302.4225</u>.
- [57] M. Niu, J. Cheng, J. F. Holzman, Error rate performance comparison of coherent and subcarrier intensity modulated optical wireless communications, IEEE/OSA Journal of Optical Communications and Networking, Vol. 5, No. 6, pp. 554–564, June, 2013.
- [58] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, E. Leitgeb, Free-space optical communication using subecarrier modulation in gamma-gamma atmospheric turbulence, International conference on transparent optical networks, Vol.3, pp. 156-160, 2007.
- [59] X. Zhu, J. M. Kahn, Free-Space Optical Communication Through Atmospheric Turbulence Channels, IEEE Transactions on communications, Vol. 50, No. 8, pp. 1293-1300, 2002.
- [60] H. Hodara, *Laser wave propagation through the atmosphere*, Proceedings of the IEEE, Vol. 54, pp. 368-375, 1966.

- [61] M. Hassan, On the performance of non-adaptive and adaptive optical wireless communications in atmospheric turbulence, PhD Disseration, The University of British Columbia, Okanagan, 2013.
- [62] J. W. Strohbehn, *Line-of-sight wave propagation through the turbulent atmosphere*, Proceedings of the IEEE, Vol. 56, pp. 1301-1318, 1968.
- [63] L. C. Andrews, R. L. Philips, *Laser Beam Propagation Through Random Media*, 2nd ed., SPIE press, Bellingham, WA, USA, 2005.
- [64] I. F. Akyildiz, T. Melodia, K. R. Chowdury, *Wireless multimedia sensor networks: A survey*, IEEE Wireless Communications, Vol. 14, No. 6, pp. 32–39, 2007.
- [65] F. Merovci, *Transmuted rayleigh distribution, Austrian Journal of statistics*, Vol. 42, No. 1, pp. 21-31, 2013.
- [66] W. O. Popoola, Z. Ghassemlooy, BPSK subcarrier intensity modulated freespace optical communications in atmospheric turbulence, Journal of Lightwave Technology, Vol. 27, pp. 967 – 973, april 15, 2009.
- [67] M. Nakagami, The m-distribution, a General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading in Statistical Methods in Radio Wave Propagation, W. G. Hoffman, Ed. Oxford, England: Pergamon, 1960.
- [68] J. Cheng, C. Tellambura, N. C. Beaulieu, *Performance analysis of digital modulations on Weibull fading channel*, Proceedings of the IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 236-240, 2003.
- [69] A. Bekkali, C. B. Naila, K. Kazaura, K. Wakamori, M. Matsumoto, *Transmission analysis of OFDM-based wireless services over turbulent radio-on-FSO links modeled by gamma–gamma distribution*, IEEE photonics journal, Vol. 2, No. 3, pp.510-520, 2010.
- [70] N. Wang, J. Cheng, Moment-based estimation for the shape parameters of the Gamma-Gamma atmospheric turbulence model, Optics express, Vol. 18, No. 12, pp. 12824-12831, 2010.
- [71] N. Stanojević, Đ. Banđur, Đ. Šarčević, P. Spalević, S. Panić, *Statistical modelling of atmospheric turbulence in free-space optical communication systems*, In Sinteza 2024-International Scientific Conference on Information Technology and Data Related Research, Singidunum University, pp. 184-190, 2024.
- [72] S. K. Yoo, S. L. Cotton, P. C. Sofotasios, M. Matthaiou, M. Valkama, G. K. Karagiannidis, *The K—μ/inverse gamma fading model*, IEEE 26th annual international symposium on personal, indoor, and mobile radio communications (PIMRC), pp. 425-429, 2015.
- [73] J. H. Churnside, S.F. Clifford, Log-normal Rician probabilitydensity function of optical scintillations in the turbulent atmosphere, J. Opt. Soc. Am. A, Vol. 4, No. 10, pp. 1923–1930, 1987.
- [74] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, J. F Paris, M. Castillo-Vazquez, A. Puerta-Notario, *Further insights on Málaga distribution for atmospheric optical communications*, International Workshop on Optical Wireless Communications (IWOW), pp. 1-3, 2012.
- [75] J. M. Garrido-Balsells, A. Jurado-Navas, J. F. Paris, M. Castillo-Vázquez, 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.

- [76] A. Jurado-Navas, J. M. Garrido-Balsells, M. Castillo-Vázquez, A. Puerta-Notario,
  I. T. Monroy, J. J. V. Olmos, *Optimal threshold detection for Málaga turbulent* optical links, Opt. Appl., Vol. 46, No. 4, pp. 577–595, 2016.
- [77] M. A. Al-Habash, L. C. Andrews, R. L. Phillips, *Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media*, Opt. Engineering, Vol. 40, No. 8, pp. 1554–1562, 2001.
- [78] A. Abdi, W. C. Lau, M. S. Alouini, M. A. Kaveh, A new simple model for land mobile satellite channels: first- and second-order statistics, IEEE Tran. Wir. Comm. Vol. 2, No. 3, pp. 519–528, 2003.
- [79] Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, V. Ahmadi, E. Leitgeb, MIMO Free-Space Optical Communication Employing Subcarrier Intensity Modulation in Atmospheric Turbulence Channels, International Conference on Communications Infrastructure, Systems and Applications in Europe, pp. 61–73, 2009.
- [80] N. Saquib, M. S. R. Sakib, A. Saha, M. Hussain, *Free space optical connectivity for last mile solution in Bangladesh*, 2nd International Conference on Education Technology and Computer (ICETC'10), Proceedings of papers, Shanghai, China, Vol. 2, pp. 484–487, June 2010.
- [81] A. K. Majumdar, J. C. Ricklin, E. Leitgeb, M. Gebhart, U. Birnbacher, *Optical networks, last mile access and applications,* Free-Space Laser Communications: Principles and Advances, pp. 273-302, 2008.
- [82] F. Yang, J. Cheng, Coherent free-space optical communications in lognormal-Rician turbulence, IEEE Communications Letters Vol. 16, No. 11, pp. 1872-1875, 2012.
- [83] N. Stanojević, Đ. Banđur, L. Mosurović, P. Spalević, S. Panić, Exploring a novel turbulence model: the Chi-square/inverse Gamma approach for enhanced Free Space Optics (FSO) communication, Optica Applicata, Vol. 54, No. 3, pp. 337-351, 2024.
- [84] I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products,* 7th Ed., Elsevier Academic Press, 2007.
- [85] <u>https://mathworld.wolfram.com</u>
- [86] Y. Wu, Y. Hao, H. Liu, L. Zhao, T. Jiang, D. Deng, Z. Wei, Performance improvement for wireless sensors networks by adopting hybrid subcarrier intensity modulation over exponentiated Weibull turbulence channels, IEEE Access, Vol. 8, pp. 118612-118622, 2020.
- [87] I. J. Cox, M. L. Miller, J. A. Bloom, J. Fridrich, T. Kalker, *Digital Watermarking and Steganography*, Morgan Kaufman Publisher, 2008.
- [88] O. Evsutin, A. Melman, R. Meshcheryakov, *Digital steganography and watermarking for digital images: A review of current research directions*, IEEE Access, Vol. 8, pp. 166589-166611, 2020.
- [89] A. Dixit, R. Dixit, A Review on Digital Image Watermarking Techniques, International Journal of Image, Graphics and Signal Processing, pp. 56-66, 2017.
- [90] M. Kaur, S. Jindal, S. Behal, *A study of digital image watermarking*, IJREAS, Vol.2, pp. 126–136, Feb., 2012.

- [91] C. C. Chen, Y. H. Tsai, H. C. Yeh, *Difference-expansion based reversible and visible image watermarking scheme*, Multimedia Tools Appl. Vol. 76, pp. 8497–8516, 2017.
- [92] A. Policak, L. Mandic, D. Agic, *Discrete Fourier transform-based watermarking method with an optimal implementation radius*, Journal of Electronic Imaging, 2011.
- [93] S. A. Parah, J. A. Sheikh, G. M. Bhat, *High capacity data embedding using joint intermediate significant bit (ISB) and least significant bit (LSB) technique*, Journal of Information Engineering and Aplications ISSN (Paper), pp. 2224-5782, 2012.
- [94] W. Chu, *DCT-based image watermarking using subsampling*, IEEE Trans. Multimedia Vol. 5, No.1, pp. 34 38, 2003.
- [95] Z. Milivojevic, B. Prlincevic, D.Brodic, *Perfomance od DDS Algorithm for insertion of Double Watermark*, International scientific conference UNITECH 2014, Gabrovo, Vol. 2, Bulgaria, ISSN:1313 230X, pp. 122-127, 2014.
- [96] M. Abdullatif, A. M. Zeki, J. Chebil, T. S. Gunawan, *Properties of digital watermarking*, IEEE 9th International Colloquium on Signal Processing and its Applications, Kuala Lumpur, Malaysia, 8 10 March, 2013.
- [97] A. Bamatraf, R. Ibrahim, M. N. B. M. Salleh, *Digital watermarking algorithm using LSB*, IEEE International Conference on Computer Applications and Industrial Electronics, pp. 155-159, December, 2010.
- [98] A. Bamatraf, R. Ibrahim, M. Salleh N. Mohd, *A new digital watermarking algorithm using combination of least significant bit (LSB) and inverse bit*, arXiv preprint arXiv:1111.6727, 2011.
- [99] R. Aarthi, V. Jaganya, S. Poonkuntran, *Modified LSB watermarking for image authentication*, Int. J. Comput, pp. 62-65. 2012.
- [100] A. M. Zeki, A. A. Manaf, A novel digital watermarking technique based on ISB (intermediate significant bit), International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering Vol. 3, pp. 444-451, 2009.
- [101] A. Zeki, A. Abubakar, H. Chiroma, An intermediate significant bit (ISB) watermarking technique using neural networks, SpringerPlus, Vol. 5, pp. 1-25, 2016.
- [102] M. S. Emami, G. B. Sulong, S. B. Seliman, A novel multiple semi-blind enhanced isb watermarking algorithm using watermark bit-pattern histogram for copyright protection, International Journal of Innovative Computing, Information and Control ICIC International, ISSN, 1349-4198, 2012.
- [103] I. Natgunanathan, Y. Xiang, Y. Rong, W. Zhou, S. Guo, *Robust patchwork-based embedding and decoding scheme for digital audio watermarking*, IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, pp. 2232-2239, 2012.
- [104] I. K. Yeo, H. J. Kim, Modified patchwork algorithm: A novel audio watermarking scheme, IEEE Transactions on speech and audio processing, Vol. 11, No. 4, pp. 381-386, 2003.
- [105] I. K. Yeo, H. J. Kim, Generalized patchwork algorithm for image watermarking, Multimedia systems, Vol. 9, pp. 261-265, 2003.
- [106] M. Kutter, S. V. Voloshynovskiy, A. Herrigel, *Watermark copy attack, In Security and Watermarking of Multimedia Contents II*, SPIE, Vol. 3971, pp. 371-380, 2000.

- [107] A. Herrigel, S. V. Voloshynovskiy, Y. B. Rytsar, Watermark template attack, In Security and Watermarking of Multimedia Contents III, SPIE, Vol. 4314, pp. 394-405 SPIE, August, 2001.
- [108] S. V. Voloshynovskiy, S. Pereira, A. Herrigel, N. Baumgartner, T. Pun, Generalized watermarking attack based on watermark estimation and perceptual remodulation, In Security and Watermarking of Multimedia Contents II, SPIE, Vol. 3971, pp. 358-370, May, 2000.
- [109] M. Jiansheng, L. Sukang, T. Xiaomei, A digital watermarking algorithm based on DCT and DWT, In Proceedings. The 2009 International Symposium on Web Information Systems and Applications, (WISA 2009) (p. 104). Academy publisher, 2009.
- [110] M. I. Khan, M. M. Rahman, M. I. H. Sarker, Digital watermarking for image authenticationbased on combined dct, dwt and svd transformation, arXiv preprint arXiv:1307.6328, 2013.
- [111] R. A. Asmara, R. Agustina, Comparison of discrete cosine transforms (DCT), discrete Fourier transforms (DFT), and discrete wavelet transforms (DWT) in digital image watermarking. International Journal of Advanced Computer Science and Applications, 8(2), 2017.
- [112] S. Katzenbeisser, F. Petitcolas, Information hiding, Artech house, 2016.
- [113] S. M. Aghajanzadeh, M. Uysal, Diversity-multiplexing trade-off in coherent freespace optical systems with multiple receivers, J. Opt. Commun. Netw Vol. 2, pp.1087-1094, 2010.
- [114] M. Baechler, J. L. Bloechle, J. Hennebert, *Labeled images verification using gaussian mixture models*, In Proceedings of the 2009 ACM symposium on Applied Computing (pp. 1331-1335), 2009.
- [115] S. Kenneth, M. Alouini, *Digital communication over fading channels, Wiley-Interscience*, NJ, USA, 2nd edn., 2005.
- [116] P. Wang, R. Wang, L. Guo, T. Cao, Y. Yang, On the performances of relay-aided FSO system over M distribution with pointing errors in presence of various weather conditions, Opt. Commun. Vol. 367, pp. 59–67, 2016.
- [117] N. Vishwakarma, R. Swaminathan, Performance analysis of hybrid FSO/RF communication over generalized fading models, Optics Communications, Vol. 487, 126796, 2021.
- [118] M. A. Amirabadi, V. T. Vakili, Performance comparison of two novel relayassisted hybrid FSO/RF communication systems, IET Commun, pp.1551–1556, 2019.
- [119] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. A. Vetterling, B. P. Flannery, *Numerical Recipes in C: The Art of Scientific Computing*, Cambridge University Press, Cambridge, 1992.

# СПИСАК СКРАЋЕНИЦА

| ABER   | Average Bit Error Rate                          |
|--------|---|
| APD    | Avalanche Photodiode                            |
| AWGN   | Additive White Gaussian Noise                   |
| BPSK   | Binary Phase Shift Keying                       |
| CBFSK  | Coherent Binary Frequency Shift Keying          |
| CBPSK  | Coherent Binary Phase Shift Keying              |
| CDF    | Cumulative Density Function                     |
| DBPSK  | Diferential Binary Phase Shift Keying           |
| DCT    | Discret Cosine Transform                        |
| DD     | Direct Detection                                |
| DF     | Decode and Forward                              |
| DFT    | Discret Fourier Transform                       |
| DOF    | Degrees Of Freedom                              |
| DWT    | Discret Wavelet Transform                       |
| EGBMGF | Extendet Generalized Bivarite Meijer-G Function |
| FEC    | Forward Error Correction                        |
| FFT    | Fast Furrier Transform                          |
| FSO    | Free Space Optics                               |
| IM     | Intensity Modulation                            |
| ISB    | Intermediate Significant Bit                    |
| LDs    | Laser Diodes                                    |
| LED    | Light-Emitting Diodes                           |
| LPD    | Low Probability of Detection                    |
| LPI    | Low Probability of Interception                 |
| LSB    | Least Significant Bit                           |
| MSB    | Most Significant Bit                            |
| MSE    | Mean Square Error                               |
| NBFSK  | Non-Coherent Binary Frequency Shift Keying      |

| OOK    | On-Off Keying                   |
|--------|---------------------------------|
| OWC    | Optical Wireless Communication  |
| PDF    | Probability Density Function    |
| PSNR   | Peak Signal to Noise Ratio      |
| RF     | Radio Frequency                 |
| S.I    | Scintillation Index             |
| SIM    | Subcarrier Intensity Modulation |
| SNR    | Signal to Nois Ratio            |
| VCSELs | Vertical Emitting Lasers        |
| QCLs   | Quantum Cascade Lasers          |

# СПИСАК СЛИКА

| Слика 2.1. FSO линк  |
|--|
| Слика 2.2. Шема FSO преносног система  |
| Слика 2.3. Блок шема пријемника са директном детекцијом16  |
| Слика 2.4. Блок шема пријемника са кохерентном детекцијом16  |
| Слика 2.5. Блок шема SIM система   |
| Слика 2.6. Атмосферски канал са турбуленцијским вртлозима  |
| Слика 2.7. Простирање зрака код Rayleigh дистрибуције  |
| Слика 2.8. Chi-square дистрибуција у функцији <i>К</i> фактора                                     |
| Слика 2.9. Nakagami-m дистрибуција за вредности параметра <i>m</i> =1, <i>m</i> =2 и <i>m</i> =329 |
| Слика 2.10. Nakagami-m дистрибуција за вредност параметра <i>m</i> =0,5                            |
| Слика 2.11. Gamma-Gamma расподела код слабе, умерене и јаке турбуленције33                         |
| Слика 2.12. Малага модел атмосферске турбуленције  |
| Слика 3.1. PDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредности <i>K</i> =2,                 |
| <i>К</i> =5 <i>и К</i> =8 у условима слабе турбуленције46  |
| Слика 3.2. PDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредност K=2 у                         |
| условима слабе, умерене и јаке турбуленције46  |
| Слика 3.3. CDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредности $K=2$ ,                      |
| <i>К</i> =5 и <i>К</i> =8 у условима слабе турбуленције47  |
| Слика 3.4. CDF Chi-square - инверзна Gamma модела канала за вредност <i>K</i> =2 у                 |
| условима слабе, умерене и јаке турбуленције48  |
| Слика 3.5. ABER Chi-square - инверзна Gamma математичког модела за различите                       |
| вредности јачина турбуленција и К фактора у зависности од електричног SNR53                        |
| Слика 3.6. ABER Chi-square - инверзна Gamma математичког модела за различите                       |
| вредности јачина турбуленција и К фактора у зависности од електричног SNR54                        |
| Слика 3.7. Однос ABER у условима слабе турбуленције за различите вредности К                       |
| фактора када се примењују SIM и IM/DD са ООК модулацијом у зависности од                           |
| електричног SNR  |
| Слика 3.8. Однос ABER у условима умерене турбуленције за различите вредности                       |
| К фактора када се примењују SIM и IM/DD са ООК модулацијом у зависности од                         |
| електричног SNR  |
| Слика 3.9. Однос ABER у условима јаке турбуленције за различите вредности К                        |
| фактора када се примењују SIM и IM/DD са ООК модулацијом у зависности од                           |
| електричног SNR  |
| Слика 3.10. ABER нултог помераја ласера за Chi-square - инверзна Gamma                             |
| турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције за различите вредности                          |
| девијације треперања на пријемнику у функцији средње предајне оптичке снаге                        |
| <i>P</i> <sub><i>T</i></sub>   |
| Слика 3.11. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал за                            |
| различите вредности радијуса оптичког зрака у функцији средње предајне снаге                       |
| <i>P</i> <sub><i>T</i></sub>   |

| Слика 3.12. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у             |
|--|
| условима слабе турбуленције за различите вредности девијације треперења58          |
| Слика 3.13. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у             |
| условима слабе турбуленције за различите вредности полупречника пријемног          |
| зрака  |
| Слика 3.14. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у             |
| условима слабе турбуленције за различите вредности полупречника кружног            |
| детектора  |
| Слика 3.15. ABER за Chi-square - инверзна Gamma турбуленцијски канал у             |
| условима слабе турбуленције за различите вредности пропагационе дистанце60         |
| Слика 4.1. Видљив дигитални водени жиг   |
| Слика 4.2. Графички приказ уградње и детектовања дигиталног воденог жига65         |
| Слика 4.3. Приказ простирања сигнала   |
| Слика 4.4. Процес уградње дигиталног воденог жига применом LSB алгоритма72         |
| Слика 4.5. Екстракција дигиталног воденог жига применом LSB алгоритма73            |
| Слика 4.6. Уписивање кода воденог жига на позиције 1, 3 и 574                      |
| Слика 4.7. Уградња воденог жига у оригиналну слику на позицијама 1, 3 и 574        |
| Слика 4.8. Распоред MSB, LSB и ISB алгоритама75                                    |
| Слика 4.9. DCT цик – цак расподела коефицијената и фреквенцијска расподела         |
| коефицијената респективно [114]79  |
| Слика 4.10. Слика са уграђеним дигиталним воденим жигом применом DCT81             |
| Слика 4.11. Монохроматске тестне слике:Lenna, фотограф, паприка и сат              |
| Слика 4.12. Дигитални водени жиг шаховска табла                                    |
| Слика 4.13. Тестна слика Lenna након преноса кроз Chi-Square – инверзна Gamma      |
| турбуленцијски канал са вредностима К=2 и К=10 респективно86                       |
| Слика 4.14. Тестна слика фотограф након преноса кроз Chi-square – инверзна         |
| Gamma турбуленцијски канал са вредностима <i>К</i> =2 и <i>К</i> =10 респективно86 |
| Слика 4.15. Тестна слика паприка након преноса кроз Chi-square – инверзна          |
| Gamma турбуленцијски канал са вредностима <i>К</i> =2 и <i>К</i> =10 респективно87 |
| Слика 4.16. Тестна слика сат након преноса кроз Chi-square – инверзна Gamma        |
| турбуленцијски канал са вредностима К=2 и К=10 респективно87                       |
| Слика 4.17. Тестна слика Lenna након преноса кроз Chi-square - инверзна Gamma      |
| канал у условима слабе турбуленције за вредности К=2, К=6 и К=10                   |
| респективно  |
| Слика 4.18. Тестна слика Lenna након преноса кроз Chi-square - инверзна Gamma      |
| канал у условима умерене турбуленције за вредности К=2, К=6 и К=10                 |
| респективно  |
| Слика 4.19. Тестна слика Lenna пренешена кроз Chi-square - инверзна Gamma          |
| канал у условима јаке турбуленције за вредности К=2, К=6 и К=10 респективно.89     |
| За потребе одређивања квалитета пренешене слике Lenna коришћен је BER:89           |
| Слика 4.20. Дијаграм BER слике Lenna за различите вредности К параметра у          |
| условима слабе турбуленције  |
| Слика 4.21. Дијаграм BER слике Lenna за различите вредности К параметра у          |
| условима умерене турбуленције  |

| Слика 4.22. Дијаграм BER слике Lenna за различите вредности К параметра у   |
|---|
| условим јаке турбуленције90   |
| Слика 4.23. Графичи приказ добијеног MSE за пренешене слике кроз  |
| турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције  |
| Слика 4.24. Графичи приказ добијеног PSNR за пренешене слике кроз   |
| турбуленцијски канал у условима слабе турбуленције  |
| Слика 4.25. Графичи приказ добијеног MSE за пренешене слике кроз  |
| турбуленцијски канал у условима умерене турбуленције  |
| Слика 4.26. Графичи приказ добијеног PSNR за пренешене слике кроз   |
| турбуленцијски канал у условима умерене турбуленције  |
| Слика 4.27. Графичи приказ добијеног MSE за пренешене слике кроз  |
| турбуленцијски канал у условима јаке турбуленције96   |
| Слика 4.28. Графичи приказ лобијеног PSNR за пренешене слике кроз   |
| турбуленцијски канал у условима јаке турбуленције 97  |
| Слика 5.1. Хибрилни RF/FSO систем   |
| Слика 5.2. Шематски приказ хибрилне RF/FSO Multi-Hop паралелне везе 102   |
| Слика 5.3. ABER за хибрилни One-Hop RF/FSO систем у усповима слабе  |
| турбуленције за различите вредности <i>К</i> фактора када се примењује CBPSK  |
| молупациона техника 109   |
| Слика 5.4 ABER за ESO систем у условима слабе турбуленције за различите   |
| вредности К фактора када се применује СВРЅК модулациона техника 109   |
| Слика 5.5. ABER за хибрилни One-Hop RE/ESO систем у усповима слабе, умерене   |
| и јаке турбуленције за вредности $K=2$ и $m=2$ кала се примењује CBPSK  |
| $M_{2}$ with a set of the set of |
| модулациона техника<br>Слика 5.6. ABER за ESO систем у условима слабе, умерене и јаке турбуленције за   |
| слика 5.0. АБЕК за 150 систем у условима слаос, умерене и јаке туроуленције за<br>вредности $K=2$ када се применује CBPSK модулациона техника 111   |
| вредности $\Lambda = 2$ када се примењује СБГ SK модулациона техникатт  |
| слика $5.7.$ ADLK за хиоридни оне-тюр K17150 систем у условима слаос  |
| туроуленције за различите вредности статистике фединта када се примењује<br>СВРЅК модулациона тахника   |
| Слика 5.8 АВЕР за хибрилии Multi Hop RE/ESO систем кала се примен vie BPSK  |
|   |
| модулациона техника у условима слабе туроуленције у зависности од релејне $M=2$ , а број нитен а раста $112$  |
| Спруктуре када орој скокава остаје непромењен $M-2$ , а орој путања расте   |
| Слика 5.9. АБЕК за хиоридни мини-пор КГ/ГЗО систем када се примењује БГЗК   |
| модулациона техника у условима слабе туроуленције у зависности од релејне $112$   |
| структуре када орој скокава расте, а орој путања је непромењен $N = 2$  |
| Слика 5.10. АВЕК за хиоридни мини-пор КГ/ГSO систем у условима слаое,   |
| умерене и јаке туроуленције за вредности $K-2$ и $m-2$ када се примењује СБРSK  |
| модулациона техника   |
| Слика 3.11. АВЕК за хиоридни мини-пор КГ/Г5О систем у условима слабе  |
| туроуленције за различите вредности статистике фединга када се примењује  |
| СВРЪК модулациона техника   |
| Слика 5.12. АВЕК за хиоридни Multi-Hop КГ/Г5О систем у условима слабе   |
| туроуленције за различите вредности к фактора када се примењује СВРЅК   |
| модулациона техника   |

## СПИСАК ТАБЕЛА

## КРАТКА БИОГРАФИЈА АУТОРА

Ненад (Томислав) Станојевић је рођен у Вучитрну 1982. године. Основну школу је завршио у Вучитрну, а гимназију у Лазаревцу. На Факултету техничких наука, Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици, дипломирао је 2012. године, на смеру електроника и телекомуникације. Стекао је звање дипломирани инжењер електротехнике.

Уписао је докторске академске студије школске 2017/2018. године на катедри за електротехничко и рачунарско инжењерство на Факултету Техничких Наука, универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици.

Од почетка студирања бави се научно – истраживачким радом. Данас има 2 публикована рада у међнародном часопису М23 са импакт фактором, 5 саопштења на међународним скуповима штампана у целости.

Област интересовања су му оптичке комуникације у слободном простору (Free Space Optics – FSO), хибридни RF-FSO системи, дигитална обрада фотографије и примена информационих технологија у саобраћају.

Тренутно живи у Београду, а запослен је као наставник вештина на Академији косовско метохијској, одсек Урошевац-Лепосавић.

## Изјава о ауторству

Потписани: Ненад Станојевић

Број индекса: <u>5/2017</u>

## Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом:

"Прилог статистичким моделима за анализу перформанси FSO система: нови Chisquare – инверзна Gamma модел и његова примена на хибридни RF/FSO систем са Nakagami-m RF федингом"

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанта

У Косовској Митровици, \_\_\_\_\_
## Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Потписани: <u>Ненад Станојевић</u> Број индекса: <u>5/2017</u> Студијски програм: <u>Електротехничко и рачунарско инжењерство</u> Наслов рада: "<u>Прилог статистичким моделима за анализу перформанси FSO</u> система: нови Chi-square – инверзна Gamma модел и његова примена на хибридни <u>RF/FSO систем са Nakagami-m RF федингом"</u> Ментор:Проф. др Ђоко Банђур

## Потписани: Ненад Станојевић

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао за објављивање на порталу Дигиталног репозиторијума Универзитета у Приштини, са привременим седиштем у Косовској Митровици.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Приштини, са привременим седиштем у Косовској Митровици.

Потпис докторанта

У Косовској Митровици, \_\_\_\_\_

## Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Приштини, са привременим седиштем у Косовској Митровици унесе моју докторску дисертацију под насловом:

"Прилог статистичким моделима за анализу перформанси FSO система: нови Chisquare – инверзна Gamma модел и његова примена на хибридни RF/FSO систем са Nakagami-m RF федингом"

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Приштини са привременим седиштем у Косовској Митровици могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио.

- 1. Ауторство
- 2. Ауторство некомерцијално
- 3. Ауторство некомерцијално без прераде
- 4. Ауторство некомерцијално делити под истим условима
- 5. Ауторство без прераде
- 6. Ауторство делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа)

Потпис докторанта

У Косовској Митровици, \_\_\_\_\_

 Ауторство. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољавате умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.

У Косовској Митровици, \_\_\_\_\_