

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ЮЖНЫЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

На правах рукописи



Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд

ЛАЗЕРНАЯ СПУТНИКОВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ РАДИОСИГНАЛОВ
НА ПОДНЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ
МАНИПУЛЯЦИЕЙ В УСЛОВИЯХ АТМОСФЕРНОЙ ТУРБУЛЕНТНОСТИ

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор
Румянцев Константин Евгеньевич.

Таганрог – 2023

ОГЛАВЛЕНИЕ

| | |
|---|----|
| СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ | 5 |
| ВВЕДЕНИЕ | 7 |
| 1 СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПО АТМОСФЕРНЫМ КАНАЛОМ КОММУНИКАЦИИ | 17 |
| 1.1 Предыстория оптической связи в свободном пространстве | 17 |
| 1.2 Проблемы оптического канала связи в свободном пространстве | 19 |
| 1.3 Анализ методов ослабления воздействия турбулентной атмосферы на спутниковые каналы связи | 22 |
| 1.4 Модель затухания мощности сигналов оптических систем спутниковой связи из-за замираний | 25 |
| 1.5 Оценка влияние дисперсии среды распространения сигналов на вероятность битовых ошибок | 26 |
| 1.6 Обоснование применения когерентного приёма оптических сигналов в спутниковых системах лазерной связи | 28 |
| 1.7 Актуальность реализации оптических систем связи с одной боковой полосой частот | 31 |
| 1.8 Постановка общей научной задачи и формулировка частных задач диссертационных исследований | 33 |
| 2 ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОПОЛОСНОГО ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С МОДУЛЯЦИЕЙ РАДИОСИГНАЛОМ НА ПОДНЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В КОГЕРЕНТНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ КОММУНИКАЦИИ | 35 |
| 2.1 Модель формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией на основе одного интерферометра Маха-Цендера | 35 |
| 2.2 Генерация оптического излучения с двумя боковыми полосами и модуляцией фазоманипулированным радиосигналом на поднесущей частоте с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера | 42 |

| | |
|---|-----|
| 2.3 Генерация однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера | 45 |
| 2.4 Спектральный анализ оптического импульсного сигнала на выходе передатчика | 52 |
| 2.5 Выводы | 65 |
| 3 АНАЛИЗ ВОСХОДЯЩЕГО ЛАЗЕРНОГО КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ КОММУНИКАЦИИ В УСЛОВИЯХ АТМОСФЕРНОЙ ТУРБУЛЕНТНОСТИ | 67 |
| 3.1 Разработка модели потерь излучения из-за ослабления в атмосфере для трассы Земля-спутник | 67 |
| 3.2 Обоснование высотной модели для описания структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере | 68 |
| 3.3 Выявление возмущающих факторов для лазерного луча на трассе Земля-спутник в условиях атмосферной турбулентности | 71 |
| 3.4 Модель распределения интенсивности излучения при эффекте мерцания в турбулентной атмосфере | 77 |
| 3.5 Анализ влияния ошибки наведения на параметры лазерного спутникового канала | 81 |
| 3.6 Количественная оценка влияния турбулентной атмосферы и оптического телескопа спутника на принимаемую мощность оптического излучения. | 85 |
| 3.7 Выводы | 90 |
| 4 ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК БИТ В ЛАЗЕРНОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЕ КОММУНИКАЦИИ | 93 |
| 4.1 Предыстория когерентного оптического приёмника в системе оптической коммуникации | 93 |
| 4.2 Анализ параметров системы-прототип с передачей оптического излучения с двойной боковой полосой и амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте | 100 |
| 4.3 Алгоритм цифровой обработки сигналов для когерентного приёма | 103 |

| | |
|---|-----|
| 4.4 Оценка влияния параметров атмосферного канала на радиосигнал с квадратурной фазовой манипуляцией в когерентном оптическом приёмнике | 107 |
| 4.5 Анализ вероятности ошибок бит в лазерной системе спутниковой коммуникации | 112 |
| 4.6 Выводы | 118 |
| ЗАКЛЮЧЕНИЕ | 120 |
| СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ | 122 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТ О ВНЕДРЕНИИ | 140 |
| ПРИЛОЖЕНИЕ Б. СЕРТИФИКАТЫ | 143 |

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ

| | |
|-------|---|
| APD | – лавинный фотодиод, ЛФД |
| ASK | – амплитудная манипуляция |
| BER | – вероятность ошибок бит |
| BPSK | – двоичная фазовая манипуляция |
| CNR | – отношение сигнала на несущей частоте к шуму |
| DCF | – волокно с компенсацией дисперсии |
| DPIM | – защита данных и управление информацией |
| DSP | – цифровая обработка сигналов |
| FBG | – волоконная решётка Брэгга |
| FSO | – атмосферная линия оптической связи |
| GG | – гамма-гамма |
| GVD | – дисперсия групповой скорости |
| H-V | – Хафнагеля-Валли |
| I/Q | – синфазный/квадратурный модулятор |
| IM/DD | – модуляция интенсивности/прямое фотодетектирование |
| LDPC | – код проверки чётности с низкой плотностью |
| LEO | – низкоорбитальная орбита |
| LN | – логнормальная функция плотности вероятности затухания |
| LNME | – логарифмически нормальная модулированная экспоненциальная |
| LO | – местный гетеродин (генератор) |
| MDM | – модовое мультиплексирование |
| MIMO | – метод пространственного кодирования сигнала |
| M-PPM | – M-я позиционно-импульсная модуляция |
| MPSK | – M-я фазовая манипуляция |
| MZI | – интерферометр Маха-Цендера |
| MZM | – модулятор Маха-Цендера |
| NRZ | – без возврата к нулю |
| OFDM | – ортогональное мультиплексирование с частотным разделением |
| OOK | – манипуляция включено-выключено |
| OSSB | – оптическая модуляция с одной боковой полосой |
| PDF | – функция плотности вероятности |

| | |
|------|---|
| PON | – пассивная оптическая сеть |
| PPM | – позиционно-импульсная модуляция |
| PRBS | – псевдослучайная битовая последовательность |
| PSK | – фазовая манипуляция |
| QAM | – квадратурная амплитудная модуляция |
| QoS | – качество обслуживания |
| QPSK | – квадратурная фазовая манипуляция |
| RF | – радиочастотный (сигнал) |
| RIN | – относительная интенсивность шума |
| RoF | – распространение радиосигнала по оптоволокну |
| SCM | – мультиплексирование поднесущих |
| SDM | – пространственное уплотнение |
| SIM | – модуляция интенсивности поднесущей |
| SMF | – одномодовое волокно |
| SNR | – отношение сигнал/шум |
| WDM | – волновое мультиплексирование |
| WLAN | – беспроводная локальная сеть |
| АО | – адаптивная оптика |
| ИСЗ | – искусственный спутник Земли |
| СВЧ | – сверхвысокие частоты |
| ФАПЧ | – фазовая автоматическая подстройка частоты |
| ФМ | – фазовый модулятор |
| ФНЧ | – фильтр нижних частот |
| ЧАПЧ | – частотная автоматическая подстройка частоты |

ВВЕДЕНИЕ

В области лазерной связи растёт спрос на применение лазерных технологий в спутниковой связи как по нисходящей линии космос-земля, так и по восходящей линии земля-космос. По сравнению с радиосвязью лазерная связь обеспечивает ряд преимуществ: компактные размеры телескопов и терминалов, низкое энергопотребление, значительное увеличение пропускной способности, отсутствие ограничений по частоте и отсутствие электромагнитных помех.

Для проверки оптических интерфейсов между терминалом лазерной связи на оптической наземной станции и удалённым спутником проведен эксперимент по лазерной связи «земля-космос». Оптические характеристики, такие как мощность, чувствительность, длина волны, поляризация и формат модуляции оптических сигналов, а также последовательность сбора данных терминалами, протестированы в достаточно хороших атмосферных условиях.

Высок спрос на увеличение скорости передачи данных и улучшение качества в оптических системах связи. Передача радиосигналов по оптическому каналу в свободном пространстве (FSO) считается новым подходом к проектированию беспроводных сетей. Метод FSO реализуется путём переноса радиосигнала (RF) на оптическое излучение.

Оптическая однополосная модуляция (OSSB) является ключевой технологией. Она используется для предотвращения замирания мощности радиосигналов на высокочастотных поднесущих, вызванного хроматической дисперсией в атмосфере, а также для повышения спектральной эффективности систем, сочетающих передачу радиосигналов на поднесущей частоте (SCM) и волновое мультиплексирование. Оптический сигнал с одной боковой полосой генерируется путём подавления нежелательной (рудиментарной) боковой полосы с помощью одного из трех основных подходов, таких как метод Уивера, фильтрация боковой полосы и метод фазового сдвига. Фильтрация боковой полосы – самый простой способ создания OSSB с уменьшенным спектральным содержанием вблизи несущей частоты. Однако плохая производительность наблюдается при OSSB со значительным спектральным содержанием вблизи несущей частоты. Происходит это из-за выхода из строя оптических фильтров. Метод Уивера основан как на боковой полосовой фильтрации, так и на методах фазового сдвига, заменяя трансформатор Гильберта смесителями и

электрическим фильтром нижних частот. Впоследствии генерация излучения с OSSB методом фазового сдвига изучена с использованием внешнего модулятора Маха-Цендера (MZM) с двумя портами. Для достижения эффективного подавления одной из боковых полос разность мощностей модулирующих сигналов в плечах и отклонение фазы от требуемого значения в $\pi/2$ в нижнем плече должны быть ограничены погрешностями до 3 дБ и $\pm 5^\circ$ соответственно.

Лазерная система спутниковой связи уязвима к таким атмосферным явлениям, как поглощение, рассеяние, неблагоприятные погодные условия и атмосферная турбулентность. Лазерный луч из-за турбулентности может испытывать значительные случайные колебания оптической мощности. Это может привести к потере мощности в приёмнике и ухудшению характеристик. Влияние среды на распространяющийся лазерный луч имеет решающее значение для качества лазерной связи. Функция плотности вероятности принимаемой мощности важна для оценки статистики затухания оптического сигнала и ее влияния на вероятность ошибок бит в системе связи. Эволюция и форма функции плотности вероятности в зависимости от расстояния, уровня турбулентности и типа приёмника имеют большое преимущество для оптимизации оптического канала связи. Атмосфера может вызывать затухания и мерцания в линии связи. Эти эффекты могут препятствовать правильному приёму информации.

Роль оптического приёмника заключается в выделении из оптического излучения радиосигнала и восстановлении данных, переданных через атмосферный канал. Его основным компонентом является фотодетектор, преобразующий оптическое излучение в радиосигнал посредством фотоэлектрического эффекта. Фотодиоды используются в оптической связи из-за небольшого размера, высокой чувствительности и быстрого времени отклика. Для приёма оптического сигнала используется прямое фотодетектирование и когерентный приём. При прямом фотодетектировании излучение лазерного источника с модуляцией интенсивности оптический гетеродин не используется в процессе приёма и для восстановления закодированной информации. При когерентном приёме выделяется информация об амплитуде, фазе и частоте оптической волны. Путём объединения излучения гетеродина с принятым сигналом реализуется оптический гетеродинный или гомодинный приём. Когерентные системы связи могут значительно улучшить чувствительность приёмника и увеличить пропускную способность передачи.

Цель диссертационных исследований Повышение пропускной способности лазерной системы спутниковой коммуникации посредством формирования и гомодинного фотодетектирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Объектом исследований Лазерная система спутниковой коммуникации.

Предмет исследований. Формирование и гомодинное фотодетектирование однополосного оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Общая научная задача: Разработка и исследование лазерной системы спутниковой коммуникации в условиях атмосферной турбулентности, обеспечивающая повышение пропускной способности за счёт формирования однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Частные задачи диссертационных исследований:

1. Выявление проблем организации высокоскоростной передачи радиосигналов посредством оптического канала спутниковой коммуникации. Обоснование актуальности, определение общей научной задачи и частных задач исследований.

2. Формирование однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией в когерентной оптической системе спутниковой коммуникации.

3. Анализ восходящего лазерного канала посредством разработки модели для интенсивности принимаемого оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник с учётом воздействия эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн.

4. Разработка алгоритма обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве, реализующего когерентный гомодинный приём.

Методы исследований. При выполнении работы использованы:

– методы генерации и модуляции для формирования радиосигналов на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией;

– методы спектрального анализа для выделения гармонических составляющих формируемого радиосигнала на поднесущей частоте;

- методы теории передачи, приёма и обработки оптических сигналов для обоснования структуры приёмной станции;
- численные методы для расчётов параметров лазерной системы спутниковой коммуникации;
- методы теории информации и кодирования для сжатия данных, оценки пригодности кода для конкретного применения и расчётов вероятности ошибок бит в лазерной системе спутниковой коммуникации;
- компьютерное моделирование на OPTISYSTEM версия 20 в среде MATLAB для оценки эффективности предложенных решений;

Основные положения, выносимые на защиту диссертационной работы:

Положение 1. Актуальной проблемой для повышения пропускной способности лазерной системы спутниковой коммуникации является разработка и исследование алгоритма формирования и гомодинного фотодетектирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Положение 2. Предложенные алгоритм и структура когерентного оптического передатчика, отличающиеся от известных решений введением преобразования Гильберта в области радиочастот, обеспечивают генерацию оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Положение 3. Использование предложенных высотных моделей атмосферной турбулентности для принимаемого оптического излучения позволяет количественно оценить влияние на интенсивность принимаемого оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник высоты орбит спутников, диаметров и коэффициентов передачи оптических телескопов, а также эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн.

Положение 4. Использование предложенной модели оптического приёмника позволяет оценивать влияние на частоту ошибок бит системы атмосферной турбулентности на трассе Земля-спутник, высоты орбит спутников, диаметров и коэффициентов передачи оптических телескопов, а также ошибок наведения антенны.

К наиболее существенным новым научным результатам, полученным в результате диссертационных исследований, относятся:

- алгоритм формирования однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией в когерентной оптической системе коммуникации;
- аналитические выражения для описания процесса формирования и спектрального анализа радиосигналов и оптического излучения на выходах функциональных устройств передающей станции;
- алгоритм обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве, реализующий когерентный гомодинный приём;
- количественные соотношения для оценки влияния турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн на вероятности ошибок бит и интенсивность принимаемого оптического излучения эффектов.

Научная новизна работы заключается в следующем:

Предложен алгоритм генерации когерентного оптического излучения с одной боковой полосой с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией, отличающийся от известных алгоритмов реализацией на двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера на кристалле из ниобата лития в двухтактной конфигурации с постоянным напряжением смещения на всех плечах интерферометров со встроенным фазовращателем на $\pi/2$ и включением преобразования Гильберта радиосигнала.

Впервые получены аналитические выражения для описания процесса формирования и спектрального анализа радиосигналов и оптического излучения на выходах функциональных устройств передающей станции на основе разработанной модели формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией. Используя разложения Якоби–Ангера, доказано присутствие в выходном сигнале станции спектральных составляющих радиосигнала на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией и формирование оптического излучения с одной боковой полосой.

Предложен алгоритм обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве, реализующий когерентный гомодинный приём посредством балансного включения фотодетекторов с использованием четырёх оптических ответвителей с дополнительным фазовым сдвигом на $\pi/2$ для одного из разделённых сигналов гетеродина.

Разработана методика количественной оценки принимаемой мощности когерентного оптического излучения и вероятности ошибок бит после прохождения гауссовым лазерным лучом трассы Земля-спутник. Методика основывается на обоснованных математических моделях атмосферных потерь из-за комбинированных детерминированных эффектов поглощения оптического излучения и рассеяния Рэлея и Ми, высотной модели Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере для трассы Земля-спутник. Методика учитывает воздействие эффектов сцинтилляции и мерцания в турбулентной атмосфере, а также дальность связи, ошибки нацеливания и диаметры антенн.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

Предложенные структуры передающей и приёмной станций с передачей однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией увеличивают скорость передачи данных с 1 Гбит/с до 10 Гбит/с по сравнению с системой, формирующей оптическое излучение с двумя боковыми полосами для передачи радиосигнала на поднесущей частоте с амплитудной манипуляцией.

Получены асимптотические выражения для оценки энергетического уровня спектральных составляющих, соответствующих радиосигналам на поднесущей и нулевой частотах при формировании оптического излучения с одной боковой полосой.

Использование предложенных моделей для интенсивности оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник с учётом воздействия эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн позволяет количественно оценить снижение вероятности ошибок бит и интенсивности принимаемого спутником оптического излучения при различных высотах орбит, диаметрах и эффективности оптических телескопов. Уровни принимаемой мощности оптического излучения подтверждают возможность работы лазерной системы спутниковой связи при передаче данных на расстояние до 700 км при диаметрах передающего и приёмного телескопов 100 мм при отсутствии турбулентности в атмосфере. При диаметрах передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на расстояние до 800 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 900 км. Установлено, что из-за высотной турбулентности, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций

показателя преломления для трассы Земля-спутник, дальность связи уменьшается с 900 до 700 км (на 30 %) при диаметрах передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 140 мм.

Внедрение результатов работы.

Результаты диссертационных исследований, посвящённые разработке и исследованию лазерной системы спутниковой коммуникации, связаны с научным направлением кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем ЮФУ, что подтверждено актом о внедрении результатов работы от 19.09.2023 г. (Приложение А).

Достоверность и обоснованность полученных в диссертационной работе результатов подтверждается строгостью применяемого математического аппарата, результатами компьютерного моделирования на OPTISYSTEM версии 20 в среде MATLAB при оценке эффективности предложенных алгоритмов.

Апробация работы.

Основные положения научной работы докладывались и обсуждались на 5 научно-технических конференциях (Приложение Б):

12th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics, 19 - 21 October 2019, Huaqiao, Suzhou, China.

VI Всероссийская научно-техническая конференция молодых учёных, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 6-12 апреля 2020 г. Таганрог.

VII Всероссийская научно-техническая конференция «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 5-11 апреля 2021 г. Таганрог.

I студенческая научно-практическая конференция «Тенденции развития естественных наук в современном информационном пространстве и их применение в агробιοтехнологиях», 22 октября 2021 г. Грозный.

II Всероссийская научно-практическая конференция «Digital Era», 25 марта 2022 г. Грозный.

Публикации. По результатам диссертационных исследований опубликовано 13 научных работ. Из них в перечне рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание учёных степеней кандидата и доктора технических наук, опубликовано 3 статьи. В изданиях, реферируемых в базе

данных «SCOPUS», опубликовано 4 статьи. В реферируемых изданиях, учитываемых в РИНЦ, опубликовано 6 работ.

Соответствие паспорту специальности. Диссертация соответствует п.8 «Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем передачи информации, в том числе эфирных, радиорелейных и космических, с целью повышения их пропускной способности, помехоустойчивости и помехозащищённости» паспорта научной специальности 2.2.13 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Личный вклад. Основные научные результаты, модель формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом, аналитические выражения для спектрального анализа, оценка влияния параметров атмосферного канала на радиосигнал, анализ результатов моделирования, приведённые в работе, получены автором лично.

Структура работы. Диссертационная работа написана на русском языке, состоит из введения, четырёх глав, заключения, списка использованной литературы и приложений. Полный объём диссертации составляет 143 страниц, включая 43 рисунка и 2 таблицы. Список используемой литературы включает 179 наименований.

Во введении обоснована актуальность, определены объект, предмет и цель исследований, сформулирована научная задача, на решение которой направлена работа, приведены научная новизна и практическая значимость результатов работы, представлены основные научные положения, выдвигаемые для защиты.

В первой главе обосновано использование оптического диапазона для передачи информации на значительные расстояния с использованием спутников Земли. Проанализированы проблемы передачи информации по атмосферным каналам. Обоснована технология FSO для использования в атмосферном канале, свойства которой являются случайной функцией пространства и времени. Проанализировано влияние воздействия турбулентной атмосферы на спутниковые каналы коммуникаций. Доказана необходимость применения гибридного канала RF/FSO, где решается проблема нехватки пропускной способности в RF-сетях. Показана актуальность исследований по оценке влияния хроматической дисперсии в лазерных системах. Обосновано применение когерентного приёма оптических сигналов с одной боковой полосой частот для снижения влияния хроматической дисперсии оптического излучения в среде распространения и для эффективной демодуляции сигналов,

закодированных в форматах модуляции высокого порядка. Реализация в системе спутниковой связи гомодинного метода приёма оптических сигналов обеспечивает эффективную обработку и выделение сигналов, а также перенастройку в широком диапазоне частот, занимаемом многоканальными оптическими системами передачи со спектральным уплотнением. Выбор квадратурной фазовой манипуляции радиосигналов на поднесущих частотах посредством оптического квадратурного I/Q-модулятора на двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера обеспечивает высокую скорость передачи данных. Сформулированы предмет, цель и научная задача, с определением частных задач исследования.

Во второй главе предложена модель и проанализирован процесс формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK, 4-QAM) на двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера на кристалле ниобата лития. Применяемая манипуляция кодирует два бита одним символом. Получены соотношения для описания оптического излучения и радиосигналов на выходе функциональных устройств оптического передатчика. Отличительная особенность соотношений состоит в том, что учтено присутствие постоянного напряжения смещения на плечах интерферометров.

Спектральный анализ оптического сигнала на выходе передатчика с использованием разложения Якоби–Ангера доказывает, что в выходном сигнале передающей станции присутствуют спектральные составляющие на поднесущей частоте. Важно, что спектральные составляющие соответствуют радиосигналам с квадратурной фазовой манипуляцией. Кроме того, формируется оптическое излучение с одной боковой полосой. Получены асимптотические выражения для оценки энергетического уровня спектральных составляющих, соответствующие радиосигналам как на поднесущей частоте, так и на нулевой частоте.

В третьей главе предложена модель турбулентной атмосферы для трассы Земля-спутник, которая позволяет количественно оценивать атмосферные потери из-за комбинированных детерминированных эффектов поглощения излучения и рассеяния Рэлея и Ми через фиксированные коэффициенты потерь для состояний замираний канала FSO с помощью закона Берса-Ламберта. Обосновано применение модели гауссова пучка для анализа распространения когерентного гауссова лазерного луча. Выявлены возмущающие факторы для лазерного луча на трассе Земля-спутник в условиях атмосферной

турбулентности. Предложена высотная модель Хафнагеля-Валли для описания структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере, а также математическая модель для оценки влияния ошибки наведения по восходящей линии от наземной станции к спутнику. Получены соотношения для количественной оценки влияния ошибок наведения на интенсивность принимаемого спутником оптического излучения при разных высотах орбит ИСЗ, диаметрах и эффективности оптических телескопов.

В четвёртой главе проанализирован процесс преобразования оптического излучения в радиосигнал посредством гомодинного приёма. Гомодинный приём реализуется посредством оптических делителей, оптических 90° -гибридов, балансных фотодетекторов, электронных усилителей, фильтра нижних частот Бесселя, блока цифровой обработки сигнала, блока принятия решения и параллельно-последовательного (P/S) преобразователя. Суммирование принимаемого излучения с излучением гетеродина преобразует фазовую модуляцию в модуляцию интенсивности.

Получены диаграммы созвездий синфазной и квадратурной составляющей радиосигнала с QPSK при цифровой обработке сигнала и высоте орбиты 500 км в отсутствии и при наличии атмосферной турбулентности. Предложена методика оценки частоты ошибок бит после прохождения через атмосферу с высотной моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления для трассы Земля-спутник.

В заключении подведены итоги диссертационных исследований, обосновано достижение поставленной цели.

В приложениях приведены акт о внедрении результатов диссертационной работы и сертификаты участия в научных конференциях.

1 СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПО АТМОСФЕРНЫМ КАНАЛОМ КОММУНИКАЦИИ

1.1 Предыстория оптической связи в свободном пространстве

Беспроводная связь использует преимущества по сравнению с проводными сетями: мобильность и гибкость. Рисунок 1.1 иллюстрирует классификацию оптических систем беспроводной связи. Спрос на полосу пропускания в системах беспроводной связи растёт экспоненциально [1]. Таким образом, основная задача перед проектировщиками систем беспроводной связи состоит в том, чтобы предложить более адаптивные решения, способные обеспечить высокие скорости передачи данных [2].



Рисунок 1.1– Классификация оптических систем беспроводной связи

Объём данных, которые могут быть переданы в системе связи, связан с пропускной способностью, которая напрямую связана с несущей частотой. Поэтому только оптические сигналы могут гарантировать очень высокие скорости передачи данных. Таким образом, системы оптической связи обещают максимально возможную пропускную способность. Теоретическая пропускная способность систем оптической связи в свободном пространстве превышает таковую радиорелейных систем. Пропускная способность микроволновых систем является самой высокой среди средств беспроводной связи [1].

Оптическая связь в свободном пространстве (FSO) может рассматриваться как перспективная технология связи из-за широкого спектра приложений [3, 4]. Система лазерной связи представляет альтернативу радиосистемам из-за большей полосы пропускания, более высокого усиления антенны, лучшей конфиденциальности, меньших размеров антенны и компонентов, а также низкой стоимости компонентов [5 - 8]. Предполагается использование каналов с участием спутников (спутниковая связь), наземных высотных платформ, каналов связи между самолётами или кораблями, а также военные приложения [9 - 13], как показано на рисунке 1.2.

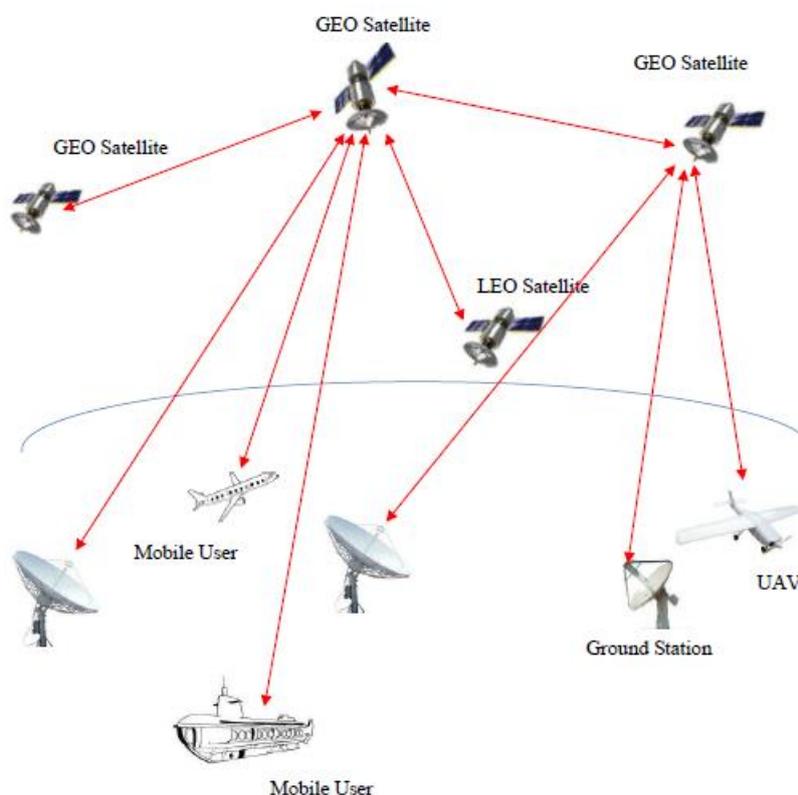


Рисунок 1.2 – Оптическая связь в свободном пространстве

Оптические системы работают в диапазоне частот, на четыре порядка превышающем самую высокую радиочастоту, используемую в спутниковой связи. Полоса пропускания, шириной в терагерцы, обеспечивает возможность реализации огромной пропускной способности и мультиплексирования нескольких гигагерцовых каналов. Кроме того, малая длина оптической волны (обычно 1064 и 1550 нм) обеспечивает одинаковое по сравнению с радиосистемами усиление антенн при меньших размерах оптической антенны, что снижает вес полезной нагрузки спутника [14]. Оптические системы также требуют меньшей мощности, что продлевает срок службы спутника.

Использование узких лучей обеспечивает лучшую энергоэффективность на больших расстояниях и минимизирует уровень помех. Это делает его привлекательным для приложений, чувствительных к безопасности. Последнее подразумевает, что стандартизация не требуется за исключением вопросов безопасности электропитания [15].

Огромная эксплуатационная и экономическая выгода может быть получена в результате использования лазерной связи вместо радиосвязи. Однако этот подход сталкивается с важным ограничением, которое связано с сильной турбулентностью на низких орбитах спутника [16, 17]. Установление надёжной лазерной связи в таких условиях важно, потому что большая часть времени полёта низкоорбитального спутника происходит ниже 30° (или 60° зенитного угла). На таких высотах лазерный луч распространяется на большие расстояния, и кумулятивный эффект турбулентности вызывает сильные амплитудные и фазовые искажения во фронте волны. Из-за искажений волнового фронта нарушается фокусировка луча, что приводит к затуханию сигнала. Следовательно, требуется коррекция волнового фронта луча для увеличения мощности, уменьшения дисперсии сигнала и, таким образом, увеличения времени наблюдения спутника [18].

Резюме. Широкая полоса пропускания, высокое усиление антенны, лучшая конфиденциальность, меньшие массогабаритные и стоимостные показатели антенн и оптоэлектронных компонентов определяют использование оптического диапазона для передачи информации на значительные расстояния с использованием спутников Земли. Основными недостатками систем спутниковой связи являются требование жёсткой системы захвата, отслеживания и наведения из-за узкой расходимости луча. Кроме того, связь FSO зависит от непредсказуемых атмосферных условий, которые могут работу системы. Последнее определяет актуальность учёта влияния атмосферы при передаче сигналов по оптическим каналам.

1.2 Проблемы оптического канала связи в свободном пространстве

Лазерный луч, распространяющийся от Земли к спутнику (восходящая линия) или от спутника к земле (нисходящая линия) через атмосферу, сталкивается с ограничениями, связанными с потерями на поглощение и рассеяние [31, 37 - 41], турбулентностью, вызывающей искажения волнового фронта [34 - 36].

Атмосферное поглощение и рассеяние происходят при взаимодействии лазерного луча с молекулами газов и частицами аэрозолей [37, 38]. Закон Бера описывает потери из-за этих факторов в зависимости от длины волны [31]. Для систем FSO выбрана длина волны 1550 нм из-за возможности сопряжения с доступными транспондерами, усилителями и фотодетекторами, используемыми в наземных оптоволоконных сетях. Длина волны попадает в область слабого атмосферного поглощения (0,2 дБ/км) [39, 40].

Атмосферная турбулентность представляет основное ограничение оптической связи в свободном пространстве до высот в 20 км, изменяя температуры и давления атмосферы на пути распространения излучения. В результате образуются завихрения, которые действуют как призма или линзы и могут привести к деструктивной интерференции распространяющегося луча. Перераспределение энергии сигнала вызывает случайные колебания интенсивности и фазы принимаемого сигнала. Флуктуации интенсивности сигнала известны как мерцания и измеряются индексом мерцаний (нормализованной дисперсией флуктуаций) [4, 42, 43]. В результате линии FSO могут подвергаться ухудшению или полному подавлению сигнала под влиянием глубоких замираний сигнала [44, 45].

Моделирование эффектов замирания в атмосферном турбулентном канале с использованием расширенного принципа Гюйгенса-Френеля [42] показывает, что большие переходные провалы в оптических сигналах обычно длятся примерно 1–100 мс, что может привести к потенциальной потере до 10⁹ последовательных битов при скорости передачи 10 Гбит/с [44].

Затухание, вызванное смещением излучения, является ещё одним существенным эффектом в системах FSO. Отклонение путь распространения луча от основного направления приводит к уменьшению интенсивности принимаемого сигнала [3, 46, 47].

Лазерный восходящий канал испытывает воздействие турбулентности в тот самый момент, когда он излучается наземной станцией. Поэтому сигнал с момента излучения накапливает искажения, что приводит к большим потерям по сравнению со случаем нисходящего канала. Поскольку источник искажения находится близко к излучателю, волновые фронты восходящего канала моделируются как сферические волны [1]. Луч нисходящей линии связи распространяется от спутника с минимальными потерями до высоты 20 км. Вдоль этого пути луч расходится по мере распространения, и к моменту

достижения им тропопаузы фронт волны можно рассматривать как плоскую волну. С высоты 20 км и до Земли луч испытывает потери и искажения. Эти возмущения во фронте волны в нисходящей линии могут быть физически описаны моделью Колмогорова [33]. Разница в размерах между вихрями и лучом приводит к различному влиянию на волновой фронт луча.

Блуждание луча [42] происходит, когда завихрения больше, чем размер луча, что приводит к случайному отклонению направления распространения. Это явление представляет проблему для восходящих каналов, поскольку отклонение траектории луча в начале пути приводит к смещению относительно спутника-приёмника на сотни метров.

Учитывая, что диаметр антенны приёмника, как правило, то блуждание луча приводит к медленным изменениям мощности принимаемого сигнала. Завихрения меньше размера луча вызывают дифракцию и рассеяние, что искажает принимаемый волновой фронт. Мерцание пучка происходит, когда вихри имеют размеры порядка размеров пучка [4]. Как упоминалось ранее, вихри перераспределяют энергию луча, что приводит к временным и пространственным флуктуациям мощности принимаемого сигнала. Этот атмосферный эффект имеет решающее значение для линий вверх FSO, где он сочетается с эффектами дрейфа луча, ухудшая качество связи. Метод смягчения эффектов мерцания и уменьшения замираний сигнала называется усреднением апертуры. Этот метод удобен в сценариях нисходящих каналов FSO, где апертура велика, обычно 0,4...1 м. Таким образом, апертура действует как пространственный фильтр освещённости и уменьшает флуктуации сигнала. В восходящих линиях используется малая апертура приёмной антенны с небольшим эффектом усреднения. Следовательно, мерцание становится проблемой, которую необходимо учитывать.

Потеря пространственной когерентности луча также происходит, когда размеры вихрей близки к размерам луча. Пучок испытывает локализованные фазовые задержки, изменяющие когерентность поля. Для количественной оценки этого эффекта Фрид вводит атмосферную когерентную ширину r_0 [52]. Параметр Фрида описывает долгосрочное влияние турбулентности [48]. Искажения волнового фронта возникают в результате кумулятивного эффекта турбулентности, особенно сильного на малых высотах, поскольку лазерный луч должен преодолевать большие расстояния. Следовательно, пространственная когерентность волнового фронта вблизи зенита будет больше (большое r_0), чем

вблизи горизонта (малое r_0) [52]. Сравнивая r_0 с диаметром приемного телескопа D , величина D/r_0 показывает степень декорреляции областей, охватываемых апертурой, которая пропорциональна дисперсии сфокусированного луча [49]. Этот параметр определяет динамический диапазон вариаций мощности принимаемого сигнала и колеблется во времени, количественно определяясь временем когерентности τ_0 (временем до полной декоррелированности поля). Колебание мощности приводит к замиранию сигнала, что ухудшает качество передачи данных [32, 42]. Эффект усреднения, который улучшает приём наземной станцией по сравнению с мерцающими полями, достигается за счет того, что большая часть искажённого волнового фронта луча перехватывается апертурой. Это означает, что большое значение D/r_0 соответствует более сильным эффектам турбулентности в принимаемом сигнале нисходящей линии связи. Вместо этого на восходящие лазерные линии влияет декогерентность волнового фронта очень слабое поскольку апертура антенны меньше, чем ширина когерентности волнового фронта. Критичен только угол наклона фронта поля. Все эти показатели связаны со структурной характеристикой показателя преломления C_n^2 , который количественно определяет уровень флуктуаций показателя преломления атмосферы на разных высотах [50, 51]. Высотный профиль структурной характеристикой определяется параметрами атмосферы в месте расположения передатчика и обычно используемыми моделями, такие как Hufnagel-Valley [4, 42, 52].

Резюме. Обоснована технология FSO для использования в атмосферном канале, свойства которого являются случайной функцией пространства и времени, погоды и географического положения. Различные непредсказуемые факторы окружающей среды вызывают сильное затухание оптического сигнала и ограничивают расстояние связи, на котором может быть развёрнута FSO. Это определяет актуальность диссертационных исследований для учёта и снижения влияния случайных изменений мощности излучения в атмосфере на параметры лазерных систем спутниковой связи.

1.3 Анализ методов ослабления воздействия турбулентной атмосферы на спутниковые каналы связи

Атмосферный канал вызывает ухудшение качества принимаемого сигнала, что ухудшает вероятность BER системы FSO. Для повышения надёжности системы FSO при любых погодных условиях используются различные методы

смягчения последствий. Ослабление влияния атмосферы может обеспечиваться как на физическом уровне, так и на сетевом уровне. Среди методов ослабления помех, используемых на физическом уровне, выделим методы, используемые на сетевом уровне для повышения производительности и доступности системы FSO: повторная передача пакетов (в канале или сети FSO), перемаршрутизация сети, контроль качества обслуживания (QoS), воспроизведение данных.

Метод усреднения апертуры используется для ослабления влияния быстрых флуктуаций, вызванных завихрениями небольшого размера. Увеличение диаметра апертуры уменьшает атмосферное мерцание и уменьшает вероятность BER системы [57 - 60].

Метод разнесения приёмных станций предполагает вместо одной антенны с большой апертурой использовать массив антенн с меньшей апертурой. Это улучшает доступность канала, снижает вероятность BER системы и может исключить необходимость активного отслеживания смещения лазерного луча [55, 61, 62].

Адаптивная оптика (АО) управление волновым фронтом таким образом, что луч предварительно корректируется путём внесения сопряжения атмосферной турбулентности перед его передачей в атмосферу [63 - 66]. Однако управление волновым фронтом в режиме реального времени с использованием традиционной адаптивной оптики становится весьма затруднительным при сильных турбулентных условиях [66 - 69].

При связи FSO выбор модуляции и кодирования зависит от эффективности использования оптической мощности и полосы пропускания. Из множества двоичных и многоуровневых форматов модуляции чаще используются форматы двоичного уровня ООК и PPM из-за простоты и высокой энергоэффективности. Модуляция ООК, используемая с механизмом передачи и приёма IM/DD, требует адаптивного порога в турбулентных атмосферных условиях для достижения наилучших результатов [73 - 75]. Для связи на большие расстояния широко используется модуляция M-PPM из-за высокого отношения мощностей пиковой к средней, что повышает энергоэффективность [76 - 79].

Модуляция интенсивности оптического излучения радиосигналом на поднесущей частоте (SIM) не требует адаптивного порога в отличие от ООК и более эффективно использует полосу пропускания, чем модуляция PPM. Модуляция SIM проще в реализации [80 - 84].

Кодирование с контролем ошибок улучшает производительность канала FSO за счёт прямого контроля ошибок (FEC), включая коды Рида-Соломона, турбокоды, свёрточные коды, модуляцию с решётчатым кодированием (TCM) и LDPC [85 - 87]. Время когерентности системы FSO составляет 0,1...10 мс, поэтому конструкция приёмника с контролем ошибок становится слишком сложной из-за необходимости большого объёма памяти для хранения длинных кадров данных [88]. Поскольку продолжительность затухания является случайной, нельзя использовать единую максимальную глубину чередования, чтобы уменьшить объём памяти. Кроме того, глубина чередования, которая соответствует временным интервалам в 1 мс между последовательными битами кодового слова, требует, чтобы кодер и декодер содержали большие объёмы памяти [89]. Эффективность кодирования свёрточными кодами достаточна в случае слабой атмосферной турбулентности. Максимальный выигрыш при длине ограничения 3 и кодовой скоростью 1/2 для системы FSO прямого фотодетектирования, использующей PPM с идеальным перемежением, составляет 7 дБ для ясных погодных условий и 11 дБ в условиях умеренной турбулентности. Использование декодирования Витерби с мягким решением в этом случае обеспечивает значительное улучшение BER системы, даже когда глубины чередования недостаточны для уменьшения памяти канала [90].

В случае сильной турбулентности предпочтительны коды Turbo, Trellis или LDPC. Для передачи данных с высокой скоростью коды LDPC предпочтительнее турбокодов из-за меньшей сложности декодирования и времени вычислений. Коды LDPC с переменной скоростью могут дополнительно увеличить пропускную способность канала и обеспечить хорошую эффективность кодирования [91 - 94]. Мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) в сочетании с подходящим кодированием с контролем ошибок также считается очень хорошим форматом модуляции для улучшения BER систем FSO IM/DD [95].

Основным источником фонового шума является солнечное излучение. Влияние излучения Солнца можно ослабить с помощью пространственных фильтров вместе с техникой модуляции [96, 97]. Подходящей модуляцией является M-PPM модуляция, поскольку мощность регистрируемого шума прямо пропорциональна ширине спектра. Сообщается, что PPM высокого порядка является потенциальной модуляцией для межспутниковых каналов связи, поскольку она более энергоэффективна и значительно снижает шум от

солнечного излучения [98]. Однако модуляция M-PPM не подходит для систем с ограниченной полосой пропускания. В этом случае предпочтительнее использовать модуляцию DPIM, поскольку не требует синхронизации и обеспечивает эффективное использование полосы пропускания [99 - 101].

Резюме. Проанализированы современные методы ослабления воздействия турбулентной атмосферы на качество связи. Применительно к спутниковым каналам коммуникаций дана оценка использования методов усреднения оптического излучения за счёт применения телескопов с большой апертурой. Последнее затруднительно при расположении приёмной станции на спутнике. Показано, что этот же недостаток свойственен и при использовании приёма излучения массивом из ряда телескопов с меньшей апертурой на борту спутника. В спутниковых каналах коммуникации использование адаптивной оптики и фильтрации повышает эффективность приёма за счёт подавления фонового шума. Однако применение описанных подходов даёт наибольшую эффективность приёма лишь в сочетании с грамотным выбором средств модуляции и кодирования.

1.4 Модель затухания мощности сигналов оптических систем спутниковой связи из-за замираний

Системные характеристики системы связи в свободном пространстве в основном определяются ослаблением мощности принимаемого луча. Для описания затухания оптического излучения используется логарифмически нормальная (LN) плотность распределения вероятности замирания, полученная из приближения Рытова первого порядка. Модель PDF принята для флуктуаций мощности в режиме слабой турбулентности [4]. Среди известных моделей следует выделить модель PDF с замираниями Бекмана или модель PDF с логарифмически-нормальной модуляцией Райса (LNMR) с замираниями. Сравнение показывает, что модель PDF с замираниями Бекмана лучше соответствует экспериментальным данным [73]. Модель плотности распределения вероятности PDF замираний гамма-гамма (GG) [115] обеспечивает хорошее соответствие плотности, когда апертура приёмной антенны намного меньше радиуса когерентности в режиме турбулентности от умеренной до сильной [116].

Ряд моделей PDF с замираниями демонстрируют согласие с результатами экспериментов или моделирования только при определённых условиях. Например, модель плотности распределения вероятности затухания LN считается хорошей аппроксимацией в режиме турбулентности от умеренной до сильной, когда размер апертуры приёмника намного больше радиуса когерентности [116]. Считается, что модель плотности распределения вероятности замирания GG обеспечивает хорошее соответствие в режиме умеренной и сильной турбулентности, когда размер апертуры приёмника намного меньше радиуса когерентности [116].

Резюме. Анализ показывает, что эффект мерцания, вызванный турбулентностью и возникающий в результате распространения луча через атмосферу, вызывает значительное затухание сигнала, что приводит к серьёзному снижению производительности систем связи FSO. Для последующего анализа обосновано применение модели гамма-гамма GG для распределения плотности распределения вероятности замирания, что обеспечивает хорошее соответствие в режиме умеренной и сильной турбулентности, когда размер апертуры приёмника намного меньше радиуса когерентности.

1.5 Оценка влияние дисперсии среды распространения сигналов на вероятность битовых ошибок

В конце 1980-х годов компания Cooper разработала системы радиосвязи по оптоволокну (RoF) [106 - 108, 118]. В технологии RoF оптическое излучение модулируется радиосигналом. Приёмник будет принимать спектральные составляющие оптических сигналов от передатчика с разной задержкой. Дисперсия групповой скорости (GVD) изменяет ширину импульса при распространении сигнала. Последнее ограничивает пропускную способность оптической связи, что подтверждено результатами моих исследований [120 - 125]. Например в [122] дан анализ характеристик амплитудно-импульсной модуляции (ASK) для одномодового оптоволоконного кабеля, соединённого с волокном с компенсацией дисперсии для ограничения хроматических искажений. Влияние на оптическую систему связи волоконной решетки Брэгга на компенсацию хроматической дисперсии и разнесение каналов в WDM исследовано в [123].

Волновое мультиплексирование позволяет объединять ряд несущих сигналов в канальном соединении с использованием нескольких длин волн. Этот метод позволяет увеличить высокую пропускную способность и лучшую двунаправленную связь [128, 129]. Следовательно, высокая пропускная способность в системах передачи предлагает мультиплексирование с пространственным разделением (SDM), высокую скорость передачи данных, большое расстояние и высокую пропускную способность [132].

Метод мультиплексирования с разделением режимов исследован мною в [130, 131], где предложена система RoF, использующая мультиплексирование поднесущих/амплитудную манипуляцию для оптической пассивной сети (PON). Одинаковые длины волн для нисходящего и восходящего каналов и скорость передачи данных 1 Гбит/с обеспечиваются связь на 10 км. Показано, что хроматическая дисперсия является одним из важных факторов, обусловленных конечной шириной спектральной линии оптического источника и влиянием на производительность системы. Для этого используется идеальная компенсация дисперсии в волокне Брэгга (FBG). Для демодуляции нисходящего сигнала в восходящем двунаправленном оптическом волокне используется двунаправленный отражающий фильтр [152].

Резюме. Исследована успешная передача сигнала с амплитудно-импульсной модуляцией со скоростью 1 Гбит/с по одномодовому оптическому волокну с компенсацией дисперсии. Проанализированы результаты испытаний волоконно-оптических систем коммутаций на трех разных волокнах с компенсацией дисперсии для формата импульсно-амплитудной модуляции. Влияние разнесения каналов на эффективность волокна с компенсацией дисперсии, представленного в виде FBG, также проанализировано путём наблюдения глазковых диаграмм как для равноотстоящих, так и для неравноотстоящих каналов. Сделан вывод, что система RoF, включающая модуляцию с дифференциальной фазовой манипуляцией, WDM и FBG с идеальной дисперсией, является эффективным методом приёма сигналов в основной полосе частот. Система оптической передачи имеет потенциал для применения в конвергентных беспроводно-проводных оптических сетях нового поколения. Различные оптические режимы распространения, а именно типы мод Лагерра-Гаусса (LG) и Эрмита-Гаусса (HG), генерируемые специальным лазерным источником непрерывного действия, методом мультиплексирования с разделением режимов, исследованы для систем передачи радиосигналов по

оптоволокну. Анализ результатов испытаний показывает значительное влияние дисперсии среды распространения на качество приёма. Результаты исследований систем RoF указывает на актуальность исследований по оценке влияния хроматической дисперсии в лазерных системах спутниковой связи.

1.6 Обоснование применения когерентного приёма оптических сигналов в спутниковых системах лазерной связи

Значительный интерес проявляется к когерентному приёму оптических сигналов, предусматривающему использование дополнительного оптического гетеродина (генератора) в приёмной аппаратуре. При гетеродинном приёме принимаемое оптическое излучение суммируется с полем местного оптического гетеродина (когерентного источника излучения со сдвигом частоты). На фотодетекторе происходит фотосмещение двух полей. Гетеродинный когерентный приём оптических излучений позволяет перенести спектр оптического сигнала с частот несущей (200 ТГц при длине волны излучения 1550 нм) в область СВЧ (типично гигагерцы). Центральная частота преобразованного колебания после фотодетектирования соответствует промежуточной частоте f_{IP} , которая является разностью между частотами принимаемого излучения f_{opt} и оптического гетеродина f_{LO} : $f_{IP} = |f_{opt} - f_{LO}|$. После преобразования требуется вторая демодуляция для преобразования в радиосигнал основной полосы частот.

В основе гомодинного метода приёма также лежит принцип оптического гетеродинирования. Однако частоты колебаний принимаемого излучения и местного гетеродина должны быть одинаковыми, а фазы синхронизированы. При этом оптический сигнал непосредственно преобразуется в радиосигнал основной полосы частот после прохождения через фотодетектор без вторичной демодуляции. Гомодинный приёмник обеспечивает более высокую чувствительность чем гетеродинный приёмник. Однако гомодинный приём сложнее в реализации и настройке, поскольку требует более качественной синхронизации колебаний принимаемого излучения и местного гетеродина.

При когерентном приёме после фотосмещения детектирование выполняется по балансной схеме. Главными функциональными элементами когерентного приёмника являются оптический гетеродин, оптический элемент связи, балансный фотоприёмник, цепь ФАПЧ оптического гетеродина, компенсатор (регулятор) поляризации и цепи обработки радиосигналов. Для

достижения высокой чувствительности фотоприёмника функциональные элементы должны удовлетворять следующим требованиям:

1. В качестве оптического гетеродина должен выбираться мощный лазер с низким относительным шумом интенсивности (RIN), узкой шириной спектра и высокой оптической изоляцией.

2. Компенсатор поляризации должен согласовать поляризации принимаемого сигнального излучения и излучения оптического гетеродина.

3. Оптический ответвитель должен делить мощность входного излучения с коэффициентом передачи 50/50 на два выходных порта.

4. В плечах балансного фотоприёмника должно быть обеспечено равенство длин оптических путей.

5. Балансный фотоприёмник должен иметь высокую чувствительность, предельно допустимую мощность и высокий коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR).

6. Цепь ФАПЧ (ЧАПЧ) должна снижать фазовый и частотный шум на промежуточной частоте.

При когерентном приёме оптических сигналов фототок после фотосмещения пропорционален оптической мощности принимаемого излучения и местного гетеродина. Поскольку мощность излучения гетеродина намного больше мощности принимаемого излучения, то фототок имеет значительный уровень, что повышается чувствительность приёма. Это позволяет принимать в когерентном приёмнике сигналы с меньшей интенсивностью, чем в приёмниках с прямым фотодетектированием. Последнее особенно важно для приёма излучения в длинноволновом (инфракрасном на длине волны 1550 нм) диапазоне, где усиление излучения с малым уровнем шума не реализуемо.

Преимущество когерентного приёма оптических сигналов заключается в том, что он обеспечивает спектральную избирательность без применения оптических фильтров. Усилению подвергаются лишь те спектральные составляющие сигнала, которые попадают в полосу пропускания усилителя промежуточной частоты. Кроме того, фоновое излучение воспринимается фотодетектором и создаёт помехи приёму лишь в той его части, которая поступает параллельно фронту поля местного гетеродина.

Когерентный приём позволяет сохранять информацию о фазе оптического сигнала. Это полезно для приёма сигналов, где информация заключена в фазе волны. Когерентный приём обеспечивает эффективную обработку и выделение

сигналов, а также перенастройку в широком диапазоне частот, занимаемой многоканальными системами со спектральным уплотнением. Кроме этого, выбором мощности гетеродина удаётся подавить все шумы, кроме дробового шума гетеродина. Это обстоятельство позволяет обеспечить максимальное отношение сигнал-шум на приёмной стороне.

Сложности практической реализации когерентного метода приёма связаны с требованием ФАПЧ и/или ЧАПЧ для синхронизации фазы и/или частоты гетеродинного и принимаемого излучений.

В спутниковых лазерных системах из-за наличия доплеровского сдвига частоты возникает необходимость расширения полосы пропускания усилителя промежуточной частоты за пределы ширины полосы модуляции, что приводит к увеличению принимаемой мощности фонового излучения. Однако эффект снижения уровня помех за счёт пространственной избирательности превышает эффект воздействия помех за счёт более широкой полосы пропускания.

Когерентный приём привлекателен для оптических систем спутниковой связи. Действительно, для оптической связи с ИСЗ когерентный приём обеспечивает высокую чувствительность приёмной аппаратуры. Пропускная способность оптической аппаратуры не меньше пропускной способности микроволновой аппаратуры спутниковой связи. Кроме того, у оптической системы угловое расхождение луча передатчика значительно меньше, чем у радиосистем, делая связь более безопасной. С возможностью замены всех передатчиков радиосистем одной оптической системой связи уменьшается сложность ИСЗ, вес и потребляемая мощность.

Резюме. Обосновано применение когерентного приёма в оптических системах спутниковой связи для эффективной демодуляции сигналов, закодированных в форматах модуляции высокого порядка. Когерентный приём оптических сигналов обеспечивает спектральную избирательность без применения оптических фильтров. Реализация в лазерной системе спутниковой связи гомодинного метода приёма оптических сигналов обеспечивает эффективное выделение радиосигналов, перенастройку в широком диапазоне частот, занимаемом многоканальными оптическими системами передачи со спектральным уплотнением.

1.7 Актуальность реализации оптических систем связи с одной боковой полосой частот

Когерентная оптическая связь позволяет передавать данные на большие расстояния с высокой пропускной способностью. Форматы модуляции более высокого порядка, такие как квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), обеспечивают высокую скорость передачи данных простым, надёжным и экономичным способом [127]. Здесь бит, несущий информацию о символе, реализуется посредством синфазных и квадратурных (I/Q) форматов модуляции. Для увеличения пропускной способности в когерентных оптических системах используется мультиплексирование радиосигналов на поднесущих частотах, которыми модулируется оптическое излучение с заданной длиной волны.

Однако хроматическая дисперсия оптического излучения в среде распространения приводит к тому, что две оптические спектральные составляющие в боковых полосах, распространяясь с разной скоростью, приобретают разный фазовый сдвиг. Если спектральные составляющие в боковых полосах, симметрично расположенных относительно частоты несущего колебания, будут в противофазе, то интерференция волн на этих частотах в приёмной станции приведёт к их полному взаимному подавлению. Следовательно, хроматическая дисперсия оптического излучения в среде распространения может привести к уменьшению принимаемой мощности радиосигналов на поднесущих частотах и к серьёзному ухудшению отношения несущей к шуму (CNR). Это определяет актуальность поиска способов реализации оптической однополосной модуляции (OSSB) для снижения влияния хроматической дисперсии излучения в среде распространения [27 -29].

Мультиплексирование радиосигналов на поднесущих частотах (SCM) с последующей модуляцией ими оптического излучения позволяет увеличить пропускную способность систем оптической связи [133]. Одним из преимуществ мультиплексирования SCM является то, что используемые микроволновые устройства более стабильны, чем их оптические аналоги [134].

Однако передача в системах с SCM ограничена из-за хроматической дисперсии. Из-за дисперсии две оптические спектральные составляющие в боковых полосах, распространяясь с разной скоростью, приобретают разный фазовый сдвиг [135]. В результате интерференции волн в приёмной станции возникают биения боковых спектральных составляющих. В частности, на

определённых частотах спектральные составляющие в боковых полосах могут быть в противофазе, что приводит к их полному взаимному подавлению. Следовательно, хроматическая дисперсия излучения может привести к уменьшению принимаемой мощности радиосигналов на поднесущих частотах и к ухудшению отношения несущей (поднесущей) к шуму (CNR) [136, 137].

Передача оптического излучения только с одной боковой полосой спектра не будет восприимчива к хроматической дисперсии, что особенно важно при распространении на большие расстояния [138]. Это обеспечивается путём подавления нежелательной (рудиментарной) боковой полосы с помощью одного из трех основных подходов, таких как метод Уивера, фильтрация боковой полосы или метод фазового сдвига [139]. Фильтрация боковой полосы – это простейший способ формирования оптического излучения с однополосной модуляцией и подавлением спектральных составляющих вблизи несущей частоты. Метод Уивера основан как на фильтрации боковой полосы, так и на введении дополнительного фазового сдвига, заменяя устройство преобразования Гильберта смесителями и электрическим фильтром нижних частот (ФНЧ) [140]. Реализация метода требует сложной электрической схемы. Кроме того, эффективность подавления боковой полосы зависит от потерь в электрическом фильтре. Метод фазового сдвига больше подходит для модуляции OSSB со значительными спектральными составляющими вблизи несущей частоты оптического излучения. Первоначально это делалось путём преобразования Гильберта либо в оптической, либо в радиочастотной области. Реализация преобразования Гильберта сложна для широкополосного сигнала [141]. Однако преобразование упрощается за счёт использования волоконной брэгговской решётки (FBG) [142,143].

Модуляция OSSB может реализовываться с помощью интерферометра Маха–Цендера (MZM) при одновременном фазовом сдвиге в его двух плечах [135, 144 - 146]. Использование интерферометра позволяет существенно улучшить технические характеристики и обеспечить электромагнитную совместимость трактов передачи цифровых сигналов.

Для эффективного подавления одной из оптических боковых полос различие в мощностях модулирующих радиосигналов в двух плечах не должно превышать 3 дБ. При этом отклонение фазы от требуемого значения в $\pi/2$ в нижнем плече должно находиться в пределах $\pm 5^\circ$ [147]. Кроме того,

эффективность интерферометра MZM в полосе модуляции дополнительно может быть улучшена и расширена ещё на 5 дБ за счёт применения резонансных электродных структур [148, 149]. Тем не менее, использование оптического модулятора на кристалле ниобата лития LiNbO_3 сопряжено с проблемой дрейфа смещения из-за тепловой нестабильности [150, 151].

Амплитуда и фаза оптического несущего колебания могут модулироваться двоичными данными одновременно, так что каждые n битов входных данных несут информацию о M символах. Причём $n = \log_2(M)$, Это увеличивает объём передаваемой информации по сравнению с модуляцией только амплитуды или фазы. Применение квадратурной фазовой манипуляции (QPSK) позволяет передавать четыре символа ($M = 4$) посредством двух бит ($n = 2$). Важно, что скорость передачи символов здесь в два раза ниже скорости передачи бит.

Следовательно, для когерентной оптической системы связи актуален анализ процесса формирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте посредством оптического квадратурного I/Q-модулятора на одном и двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера на кристалле ниобата лития.

Резюме. Обосновано применение когерентного приёма оптических сигналов с одной боковой полосой частот в оптических системах спутниковой связи для снижения влияния хроматической дисперсии оптического излучения в среде распространения. Выбор квадратурной фазовой манипуляции радиосигналов на поднесущих частотах посредством оптического квадратурного I/Q-модулятора на одном или двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера на кристалле ниобата лития обеспечивает высокую скорость передачи данных простым, надёжным и экономичным способом.

1.8 Постановка общей научной задачи и формулировка частных задач диссертационных исследований

Проведённый анализ показывает, что актуальной проблемой для повышения пропускной способности лазерной системы спутниковой коммуникации является разработка и исследование алгоритма формирования и гомодинного фотодетектирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Цель диссертационных исследований: Повышение пропускной способности лазерной системы спутниковой коммуникации посредством формирования и гомодинного фотодетектирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Объектом исследований: Лазерная система спутниковой коммуникации.

Предмет исследований: Формирование и гомодинное фотодетектирование однополосного оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Общая научная задача: Разработка и исследование лазерной системы спутниковой коммуникации в условиях атмосферной турбулентности, обеспечивающая повышение пропускной способности за счёт формирования однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Частные задачи диссертационных исследований:

1. Выявление проблем организации высокоскоростной передачи радиосигналов посредством оптического канала спутниковой коммуникации. Обоснование актуальности, определение общей научной задачи и частных задач исследований.

2. Формирование однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией в когерентной оптической системе спутниковой коммуникации;

3. Анализ восходящего лазерного канала посредством разработки модели для интенсивности принимаемого оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник с учётом воздействия эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн.

4. Разработка алгоритма обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве, реализующего когерентный гомодинный приём.

2 ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОПОЛОСНОГО ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С МОДУЛЯЦИЕЙ РАДИОСИГНАЛОМ НА ПОДНЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЕ С КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В КОГЕРЕНТНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ КОММУНИКАЦИИ

2.1 Модель формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией на основе одного интерферометра Маха-Цендера

При внешней модуляции ограниченная скорость переключения и амплитудный шум лазерного источника уменьшаются за счёт переноса процесса модуляции из лазерного источника в интерферометр Маха Цендера (MZI) [19]. Интерферометр будет работать как переключатель, который пропускает сигнал, соответствующий «1», и блокирует сигнал, соответствующий «0». В отличие от прямой модуляции, внешняя модуляция позволяет осуществлять модуляцию с более высокой скоростью передачи данных. Кроме того, форматы модуляции высокого порядка могут быть достигнуты путём модуляции как амплитуды, так и фазы оптической несущей, что увеличивает пропускную способность.

На практике интерферометр изготавливается из титана, который диффундирует на слой подложки из кристалла ниобата лития (LiNbO_3) Z-среза. Кристалл обладает сильным электрооптическим эффектом, так что если к нему приложить напряжение, то показатель преломления будет изменён. Изменение показателя преломления приведёт к изменению оптической длины, и, таким образом, индуцируется фазовый сдвиг.

Использование интерферометра Маха–Цендера при одновременном фазовом сдвиге в его двух плечах позволяет существенно улучшить технические характеристики и обеспечить электромагнитную совместимость трактов передачи цифровых сигналов. В связи с этим целесообразно вначале проанализировать работу одного интерферометра Маха-Цендера [20].

Модулятор на одном интерферометре Маха-Цендера, структура которого представлена на рисунке 2.1, предназначен для модуляции излучения лазера [153]. Непрерывное излучение лазера $E(t)$ посредством разветвителя Y-типа направляется по двум плечам интерферометра. При идеальном делении излучения на выходах разветвителя формируются два идентичных излучения

$$E_{SP1}(t) = E_{SP2}(t) = E_{SP}(t) = 0.5 \cdot E(t), \quad (2.1)$$

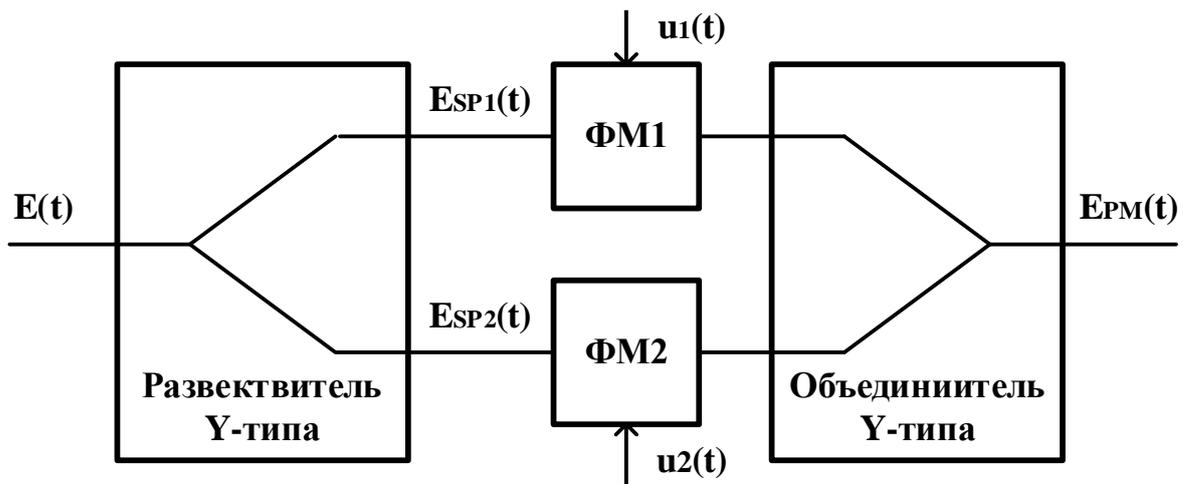


Рисунок 2.1 – Структура модулятора на основе интерферометра Маха-Цендера

В верхнем плече интерферометра излучение пропускается через первый фазовый модулятор, где волна приобретает сдвиг фазы на $\varphi_1(t)$ за счёт изменения показателя преломления волновода под действием напряжения $u_1(t)$. Аналогично, под действием напряжения $u_2(t)$ излучение после второго фазового модулятора приобретает сдвиг фазы на $\varphi_2(t)$. Модулированные излучения с выходов фазовых модуляторов, проходя через объединитель Y-типа, суммируются в процессе интерференции, формируя выходное излучение [153]

$$E_{PM}(t) = \frac{E(t)}{2} \cdot \left\{ \exp[j \cdot \varphi_1(t)] + \exp \left[j \cdot \frac{\pi}{U_\pi} \cdot \varphi_2(t) \right] \right\} \quad (2.2)$$

где U_π – полуволновое напряжение, необходимое для введения сдвига фазы на π . Деление на 2 возникает из-за того, что входная оптическая мощность интерферометра разделяется между двумя плечами.

Электрооптический модулятор на основе интерферометра Маха-Цендера гарантирует максимальный электрооптический эффект (рисунок 2.2). На два управляющих электрода подаются сигнальные напряжения $u_h(t)$ и $u_d(t)$, что позволяет управлять полями в плечах интерферометра независимо друг от друга.

Выбор рабочей точки модулятора достигается с помощью постоянных напряжений смещения U_{bh} и U_{bd} , которые вносят дополнительные контролируемые сдвиги фаз между волнами в плечах интерферометра. Для обеспечения смещения обычно используется отдельная система электродов.

В качестве рабочей точки модулятора выбирается одна из трёх квадратурных точек передаточной функции модулятора, обеспечивающая

контролируемый сдвиг фаз на $-\pi/2$, $+\pi/2$ или $+3\pi/2$ (рисунок 2.3). Это обеспечивает работу модулятора на линейном участке передаточной функции, представляющей зависимость мощности излучения на выходе идеального, симметричного модулятора от разности фаз волн в плечах интерферометра [23].

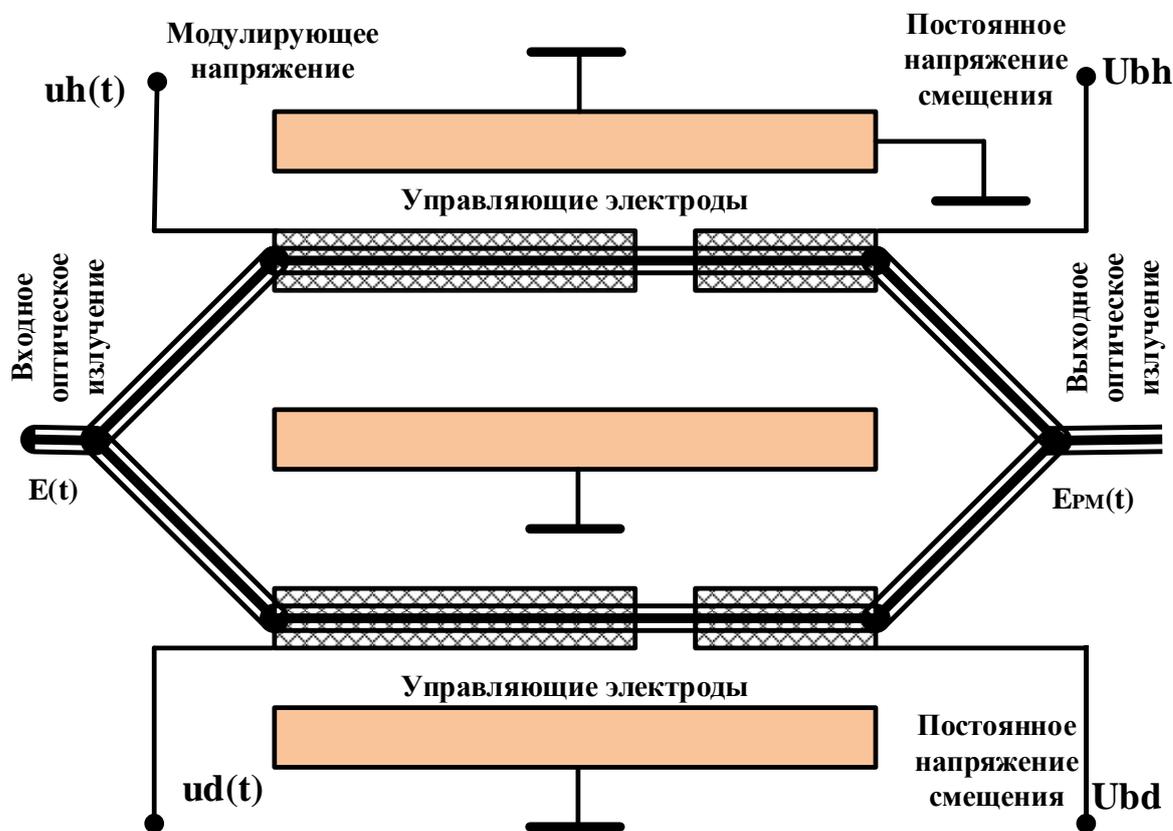


Рисунок 2.2 – Схема электрооптического модулятора на интерферометре Маха-Цендера с двумя управляющими электродами

При контролируемом сдвиге фаз на $-\pi/2$ можно сформировать однополосный сигнал с верхней боковой полосой, а при сдвиге фаз на $3\pi/2$ – с нижней боковой полосой спектральных составляющих.

Пусть на входе модулятора действует непрерывное оптическое излучение с длиной волны λ_{opt} , круговой частотой $w_{opt} = c_{opt}/\lambda_{opt}$, начальной фазой φ_{opt} и постоянной интенсивностью (мощностью) $P(t) = P$. Здесь $c_{opt}=300\,000$ км/с – скорость распространения оптического излучения.

Напряжённость электрического поля определяется формулой

$$E(t) = \sqrt{P} \cdot \cos(w_{opt}t + \varphi_{opt}) = \frac{\sqrt{P}}{2} [\exp(j \cdot w_{opt}t + j \cdot \varphi_{opt}) + \exp(-j \cdot w_{opt}t - j \cdot \varphi_{opt})], \quad (2.3)$$

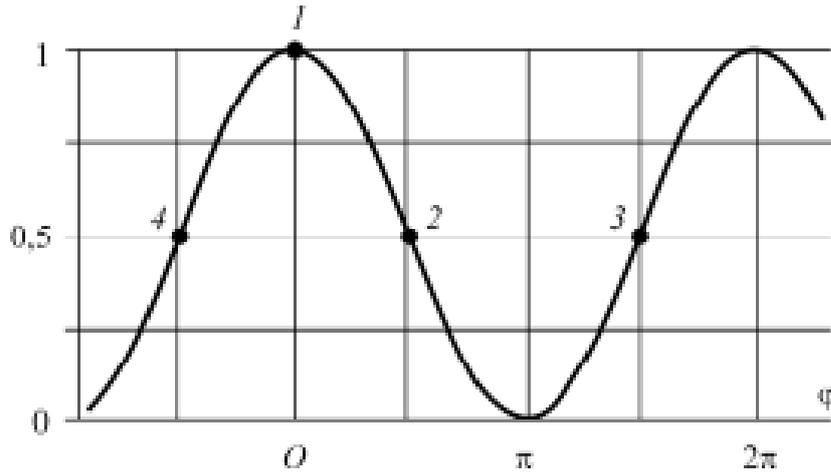


Рисунок 2.3 – Передаточная функция электрооптического модулятора

Верхний интерферометр Маха-Цендера имеет отдельные верхние и нижние электроды, на которые подаются напряжения

$$u_{MZM,h}(t) = u_h(t) + U_{bh}; \text{ и } u_{MZM,d}(t) = u_d(t) + U_{bd}$$

которые управляют электрическими полями в плечах интерферометра.

На выходе интерферометра сдвинутые по фазе оптические волны суммируются в процессе интерференции [154]. Выходная оптическая волна интерферометра с коэффициентом передачи K_{MZM} описывается формулой [153]

$$E_{PM}(t) = \frac{K_{MZM} \cdot E(t)}{2} \left\{ \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{MZM,h}(t) \right] + \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{MZM,d}(t) \right] \right\}, \quad (2.4)$$

Деление на 2 возникает из-за того, что входная оптическая мощность интерферометра разделяется между двумя плечами.

При $u_h(t) = u_d(t) = u_{PM}(t)$ и $U_{bh}(t) = U_{bd}(t) = U_b(t)$ находим

$$E_{PM}(t) = K_{MZM} \cdot E(t) \cdot \exp \left[j \cdot \frac{\pi}{U_{\pi}} \cdot u_{PM}(t) + j \cdot \frac{\pi}{U_{\pi}} \cdot U_b \right], \quad (2.5)$$

Видно, что при подаче напряжений одинаковой полярности на электроды кристалла интерферометр выполняет роль оптического фазового модулятора.

Проанализируем генерацию оптического излучения с однополосной фазовой модуляцией с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера [155] при отсутствии напряжения смещения в одном из плеч интерферометра (рисунок 2.4).

Лазерный источник генерирует непрерывное оптическое излучение с круговой частотой ω_{opt} , начальной фазой φ_{opt} и мощностью $P_{opt}(t) = P_{opt}$. Напряжённость электрического поля источника определяется формулой

$$E_{in}(t) = \sqrt{P_{opt}} \cdot \cos(\omega_{opt}t + \varphi_{opt}) = \frac{\sqrt{P_{opt}}}{2} \cdot \rightarrow [exp(j \cdot \omega_{opt}t + j \cdot \varphi_{opt}) + exp(-j \cdot \omega_{opt}t - j \cdot \varphi_{opt})], \quad (2.6)$$

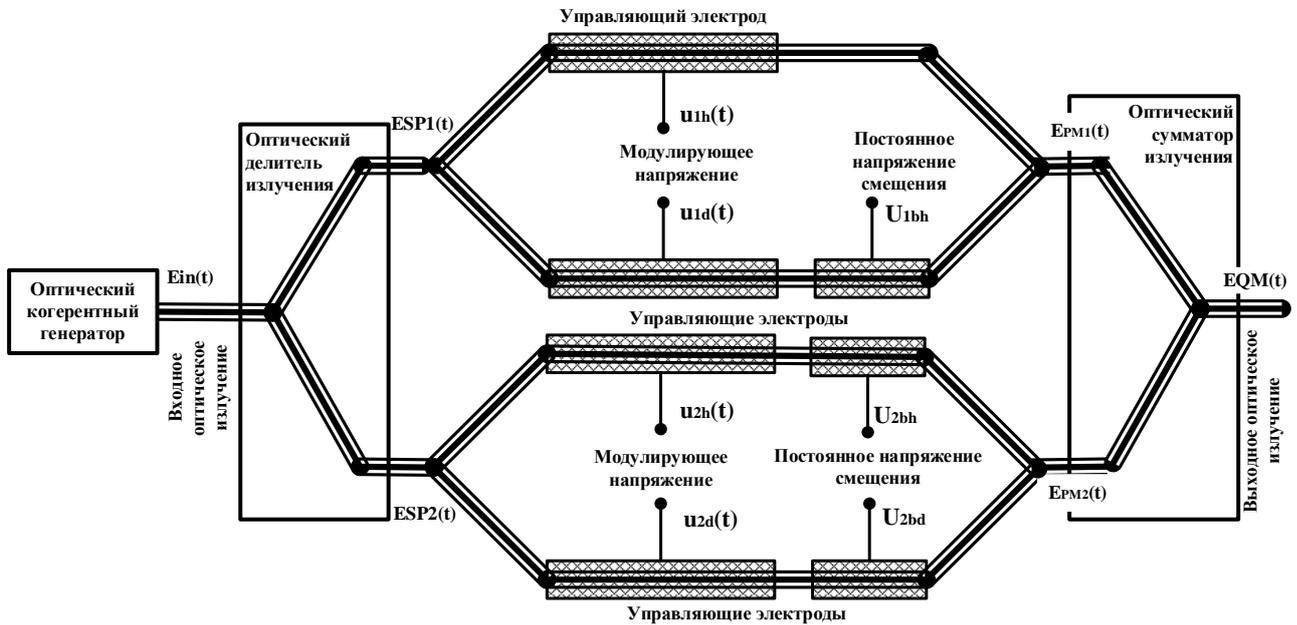


Рисунок 2.4 – Оптический квадратурный модулятор с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха–Цендера

Входная оптическая волна оптического квадратурного модулятора от лазера делится на две составляющие $E_{SP1}(t)$ и $E_{SP2}(t)$ в оптическом делителе излучения с коэффициентами ответвления соответственно K_{SP1} и K_{SP2} и внутренними потерями γ_{SP} (в децибелах). Причём $K_{SP1} + K_{SP2} = 1$ и

$$\begin{aligned} E_{SP1}(t) &= K_{SP1} \cdot 10^{-0,1 \cdot \gamma_{SP}[\text{дБ}]} \cdot E_{in}(t); \\ E_{SP2}(t) &= K_{SP2} \cdot 10^{-0,1 \cdot \gamma_{SP}[\text{дБ}]} \cdot E_{in}(t), \end{aligned} \quad (2.7)$$

При идеальном делении $K_{SP1} = K_{SP2} = K_{SP} = 0,5$ на выходах оптического делителя формируются два идентичных излучения

$$E_{SP1}(t) = E_{SP2}(t) = E_{SP}(t) = 0,5 \cdot 10^{-0,1 \cdot \gamma_{SP}[\text{дБ}]} \cdot E_{in}(t), \quad (2.8)$$

В верхнем интерферометре отсутствуют напряжения смещения. На верхний управляющий электрод подаётся гармоническое напряжение $u_{1h}(t) = -U \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$ с круговой поднесущей радиочастотой ω_{RF} . На нижний управляющий электрод подаётся напряжение сигнала U_s . Следовательно, на верхний и нижний электроды верхнего интерферометра подаются напряжения

$$u_{MZM1h}(t) = -U \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \text{ и } u_{MZM1d}(t) = U_s$$

которые управляют электрическими полями в плечах интерферометра [24, 26].

Выходная волна первого интерферометра Маха-Цендера с коэффициентом передачи K_{MZM1} описывается формулой

$$E_{MZM1}(t) = \frac{K_{MZM1}E_{SP1}(t)}{2} \cdot \left\{ \exp \left[-j \frac{\pi \cdot U}{U_\pi} \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \right] + \exp \left[j \frac{\pi}{U_\pi} U_s \right] \right\}, \quad (2.9)$$

Коэффициент 0,5 учитывает деление излучения между интерферометрами. Вводя обозначения $\theta_s = \pi \cdot U_s / U_\pi$ и $\Phi = \pi \cdot U / U_\pi$, находим

$$E_{MZM1}(t) = \frac{K_{MZM1}E_{SP1}(t)}{2} \cdot \left\{ \exp[-j \cdot \Phi_1 \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] + \exp[j \cdot \theta_s] \right\}, \quad (2.10)$$

В [153] показано, что напряжённость электрического поля на выходе первого интерферометра включает составляющую

$$E_{MZM1}(t, \omega_{RF}) = \frac{K_{MZM1}E_{SP1}(t)}{2} \{ \cos[\theta_s - \Phi \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \}, \quad (2.11)$$

Во втором (нижнем) интерферометре прикладываются постоянные напряжения смещения $U_{b2h} = U_{b2d} = -U_\pi/2$. Это обеспечивает сдвиг фаз на $-\pi/2$ (рисунок 2.3). На два других управляющих электрода подаются напряжение информационного сигнала $u_{2h}(t) = u_s(t)$ и гармоническое напряжение $u_{2d}(t) = U \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$. Следовательно, на верхний и нижний электроды верхнего интерферометра Маха-Цендера подаются напряжения

$$u_{MZM2h}(t) = U \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) - U_\pi/2 \quad \text{и} \quad u_{MZM2d}(t) = U_s - U_\pi/2,$$

Выходная оптическая волна второго интерферометра Маха-Цендера с коэффициентом передачи K_{MZM2} описывается формулой

$$E_{MZM2}(t) = -j \frac{K_{MZM2}E_{SP2}(t)}{2} \left\{ \exp[j \cdot \Phi \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] + \exp[j \cdot \theta_s] \right\} \quad (2.12)$$

В [153] показано, что напряжённость электрического поля на выходе второго интерферометра включает составляющую

$$E_{MZM2}(t, \omega_{RF}) = \frac{K_{MZM2}E_{SP2}(t)}{2} \cdot \left\{ \cos \left[\theta_s - \frac{\pi}{2} + \Phi \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \right] \right\}, \quad (2.13)$$

На выходе оптического сумматора с коэффициентом передачи K_+ при $K_{MZM1} = K_{MZM2} = K_{MZM}$ и $E_{SP1}(t) = E_{SP2}(t) = E_{SP}(t)$ формируется излучение

$$\begin{aligned}
E_+(t) &= K_+[E_{MZM2}(t) + E_{MZM2}(t)] = \\
&= \frac{K_+ K_{MZM} E_{SP}(t)}{2} \cdot \{ \exp[-j \cdot \Phi \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] + \exp[j \cdot \theta_s] \rightarrow \\
&\leftarrow -j \cdot \exp[j \cdot \Phi \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] - j \cdot \exp[j \cdot \theta_s] \} \quad (2.14)
\end{aligned}$$

содержащее составляющую

$$E_+(t, \omega_{RF}) = K_+ \cdot K_{MZM2} \cdot E_{SP2}(t) \cdot J_1(\Phi) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF} + \theta_s).$$

После преобразования в фотоприёмнике спектр содержит одну верхнюю боковую составляющую на частоте поднесущего колебания ω_{RF} и представляет собой сигнал, модулированный по фазе информационным напряжением U_s . Информация заложена в разности фаз опорного (модулирующего) напряжения и сигнала с фотоприёмника на поднесущей частоте ω_{RF} .

При приложении к электродам второго (нижнего) интерферометра напряжений смещения $U_{b2h} = U_{b2d} = +U_\pi/2$ (смена знака напряжения) обеспечивается контролируемый сдвиг фаз на $+\pi/2$ (выбор квадратурной рабочей точки 2 на рисунке 2.3). На выходе оптического сумматора с коэффициентом передачи K_+ при $K_{MZM1} = K_{MZM2} = K_{MZM}$ и $E_{SP1}(t) = E_{SP2}(t) = E_{SP}(t)$ формируется излучение

$$\begin{aligned}
E_+(t) &= K_+ \cdot [E_{MZM2}(t) + E_{MZM2}(t)] = \\
&= \frac{K_+ \cdot K_{MZM} \cdot E_{SP}(t)}{2} \cdot \{ \exp[-j \cdot \Phi \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] + \exp[j \cdot \theta_s] \rightarrow \\
&\leftarrow -j \cdot \exp[j \cdot \Phi \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] - j \cdot \exp[j \cdot \theta_s] \} \quad (2.15)
\end{aligned}$$

содержащее составляющую

$$E_+(t, \omega_{RF}) = -K_+ \cdot K_{MZM2} \cdot E_{SP2}(t) \cdot J_1(\Phi) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF} - \theta_s).$$

После преобразования в фотоприёмнике спектр содержит одну нижнюю боковую составляющую на частоте поднесущего колебания ω_{RF} .

Следовательно, смена знака напряжения смещения на электродах второго (нижнего) интерферометра Маха-Цендера позволяет выбирать одну из двух боковых составляющих на поднесущей частоте ω_{RF} .

Резюме. Предложена модель формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с амплитудной манипуляцией на основе одного интерферометра Маха-Цендера. Основной недостаток исследованного процесса генерации связан с использованием для

передачи данных радиосигнала с амплитудной манипуляцией, которая не гарантирует помехоустойчивость приёма сигнала в турбулентной атмосфере.

2.2 Генерация оптического излучения с двумя боковыми полосами и модуляцией фазоманипулированным радиосигналом на поднесущей частоте с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера

Анализ оптического квадратурного модулятора проводится для случая, когда манипуляция QPSK реализуется с помощью двух параллельно включённых интерферометров MZM, как показано на рисунке 2.5. Отличие от ранее проанализированного интерферометра заключается в том, что постоянное напряжение смещения присутствует на всех плечах интерферометров [21, 22].

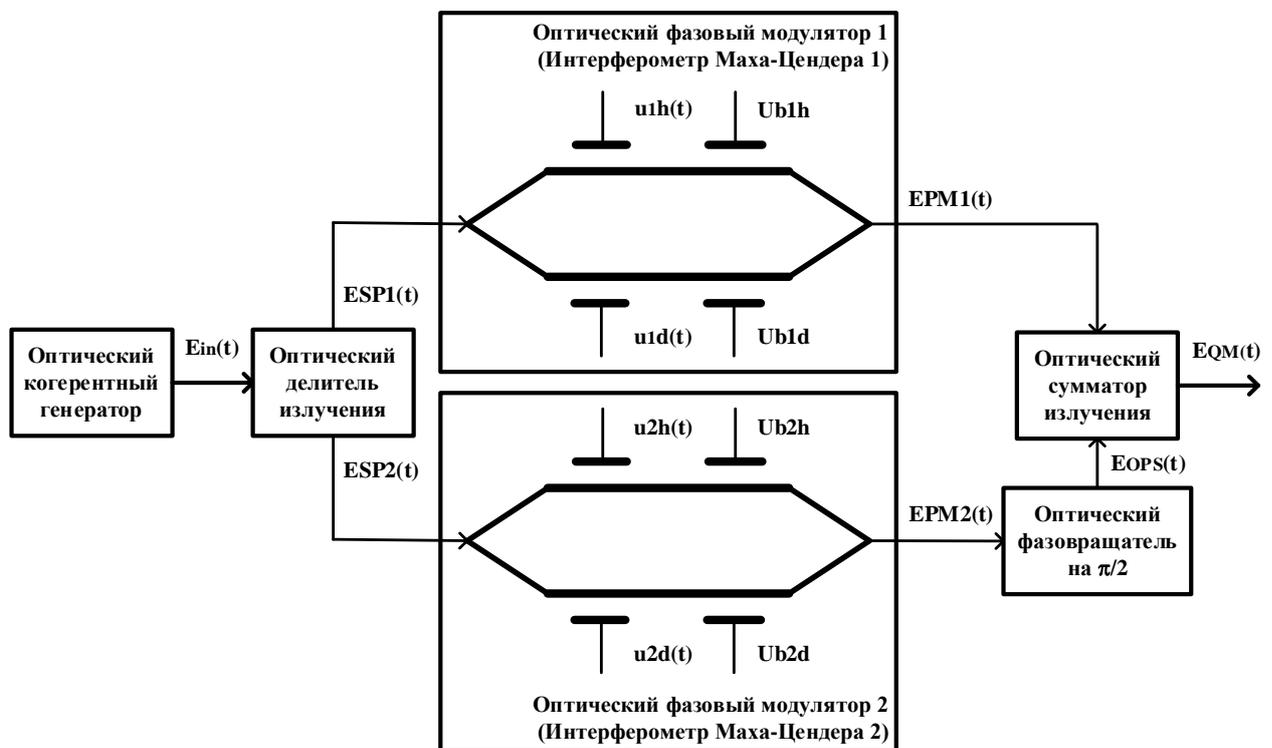


Рисунок 2.5 – Оптический квадратурный модулятор на двух интерферометрах

Пусть напряжённость электрического поля лазера определяется формулой (2.6). Входная волна лазера в оптическом делителе с коэффициентами отклонения соответственно K_{SP1} и K_{SP2} и внутренними потерями γ_{SP} делится на составляющие $E_{SP1}(t)$ и $E_{SP2}(t)$, определяемые формулами (2.7). На практике стремятся к идеальному делению $K_{SP1} = K_{SP2} = K_{SP} = 0,5$, при котором на выходах делителя формируются идентичные излучения

$$E_{SP1}(t) = E_{SP2}(t) = E_{SP}(t) = 0,5 \cdot 10^{-0,1 \cdot \gamma_{SP}[\text{дБ}]} \cdot E_{in}(t), \quad (2.16)$$

Верхний интерферометр Маха-Цендера имеет отдельные верхние и нижние электроды, на которые подаются напряжения

$$u_{MZM1h}(t) = u_{1h}(t) + U_{b1h}; u_{MZM1d}(t) = u_{1d}(t) + U_{b1d} \quad (2.17)$$

которые управляют электрическими полями в плечах интерферометра.

Выбор рабочей точки модулятора достигается посредством приложения к электродам напряжений смещения U_{b1h} и U_{b1d} , которые обеспечивают заданный сдвиг фаз между оптическими волнами в плечах интерферометра.

На выходе интерферометра сдвинутые по фазе оптические волны суммируются в процессе интерференции. Выходная оптическая волна верхнего интерферометра с коэффициентом передачи K_{MZM1} описывается формулой

$$E_{PM1}(t) = \frac{K_{MZM1} E_{SP1}(t)}{2} \left\{ \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{MZM1h}(t) \right] + \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{MZM1d}(t) \right] \right\}, \quad (2.18)$$

При подаче напряжений одинаковой полярности на электроды кристалла интерферометр выполняет роль оптического фазового модулятора (ФМ). Действительно, при $u_{1h}(t) = u_{1d}(t) = u_{PM1}(t)$ и $U_{b1h}(t) = U_{b1d}(t) = U_{b1}(t)$ формула (2.18) преобразуется к виду

$$E_{PM1}(t) = K_{MZM1} E_{SP1}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM1}(t) + j \frac{\pi}{U_{\pi}} U_{b1} \right], \quad (2.19)$$

На выходе первого (верхнего) интерферометра формируется созвездие сигналов бинарной фазовой манипуляции BPSK (рисунок 2.6, а).

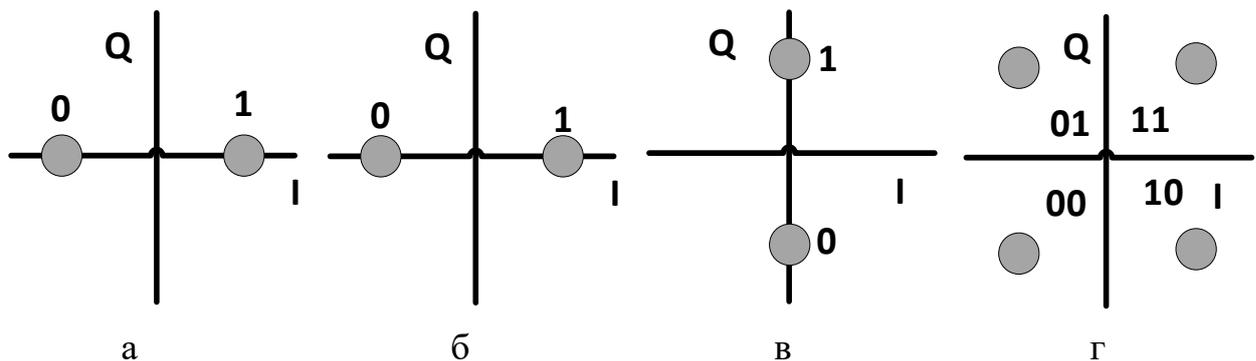


Рисунок 2.6 – Сигнальные созвездия на выходах первого (а) и второго (б) интерферометров, фазовращателя (в) и квадратурного модулятора (г)

Аналогично, оптическая волна на выходе нижнего интерферометра Маха-Цендера с коэффициентом передачи K_{MZM2} при выполнении условий $u_{2h}(t) = u_{2d}(t) = u_{PM2}(t)$ и $U_{b2h} = U_{b2d} = U_{b2}$ описывается формулой

$$E_{PM2}(t) = K_{MZM2}E_{SP2}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM2}(t) + j \frac{\pi}{U_{\pi}} U_{b2} \right], \quad (2.20)$$

На выходе второго (нижнего) интерферометра также формируется созвездие сигналов бинарной фазовой манипуляции BPSK (рисунок 2.6, б).

На выходе нижнего интерферометра включается оптический фазовращатель на $\pi/2$ с коэффициентом передачи K_{OPS} . При этом на выходе нижнего плеча модулятора формируется оптическая волна

$$E_{OPS}(t) = K_{OPS}K_{MZM2}E_{SP2}(t) \cdot \exp \left[\left(j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM2}(t) + j \frac{\pi}{U_{\pi}} U_{b2} \right) + j \frac{\pi}{2} \right], \quad (2.21)$$

Благодаря сдвига по фазе на $\pi/2$ излучения в нижнем плече оптического квадратурного модулятора созвездие сигналов бинарной фазовой манипуляции

$$E_{OPS}(t) = j \cdot K_{OPS}K_{MZM2}E_{SP2}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM2}(t) + j \frac{\pi}{U_{\pi}} U_{b2} \right] \quad (2.22)$$

на выходе оптического фазовращателя будет повернуто на $\pi/2$ относительно входного созвездия, как показано на рисунок 2.6, в.

Оптическая волна на выходе квадратурного оптического модулятора (оптического сумматора с коэффициентом передачи K_{OS}) описывается формулой $E_{QM}(t) = K_{OS} \cdot [E_{PM1}(t) + E_{OPS}(t)]$. С учётом (2.19) и (2.21) находим

$$\begin{aligned} E_{QM}(t) &= K_{OS}K_{MZM1}K_{SP1} \cdot 10^{-\frac{\gamma_{SP}[\text{дБ}]}{10}} \cdot E_{in}(t) \\ &\cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM1}(t) + j \frac{\pi}{U_{\pi}} U_{b1} \right] + \rightarrow \\ &\leftarrow + j \cdot K_{OS}K_{OPS}K_{MZM2}K_{SP2} \cdot 10^{-\frac{\gamma_{SP}[\text{дБ}]}{10}} \cdot E_{in}(t) \cdot \rightarrow \\ &\leftarrow \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM2}(t) + j \frac{\pi}{U_{\pi}} U_{b2} \right], \end{aligned} \quad (2.23)$$

При $U_{b1} = U_{b2} = U_b = U_{\pi}/2$

$$\begin{aligned} E_{QM}(t) &= K_{OS}K_{MZM1}K_{SP1} \cdot 10^{-\frac{\gamma_{SP}[\text{дБ}]}{10}} \cdot E_{in}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM1}(t) + j \frac{\pi}{2} \right] + \rightarrow \\ &\leftarrow + j \cdot K_{OS}K_{OPS}K_{MZM2}K_{SP2} \cdot 10^{-\frac{\gamma_{SP}[\text{дБ}]}{10}} \cdot E_{in}(t) \\ &\cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM2}(t) + j \frac{\pi}{2} \right], \end{aligned} \quad (2.24)$$

Пусть

$$K_{QM} = K_{OS}K_{MZM1}K_{SP1} \cdot 10^{-\frac{\gamma_{SP}[\text{дБ}]}{10}} = K_{OS}K_{OPS}K_{MZM2}K_{SP2} \cdot 10^{-\frac{\gamma_{SP}[\text{дБ}]}{10}}.$$

Тогда передаточная функция квадратурного оптического модулятора $T_{QM}(t) = E_{QM}(t)/E_{in}(t)$ может быть описана формулой

$$T_{QM}(t) = K_{QM} \cdot \left\{ j \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM1}(t) \right] - \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} u_{PM2}(t) \right] \right\}, \quad (2.25)$$

Из формулы видно, что генерируется сигнал с манипуляцией QPSK, созвездие которого показано на рисунке 2.6, г.

Резюме. Квадратурный оптический модулятор с двумя интерферометрами в двухтактной конфигурации является основным элементом для передачи данных в оптической системе спутниковой коммуникации. Недостаток рассмотренного квадратурного оптического модулятора является формирование спектра излучения с двумя боковыми полосами. Последнее не позволяет организовать высокоскоростную и помехозащищённую передачу данных.

2.3 Генерация однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера

Применяемая квадратурная фазовая манипуляция QPSK кодирует два бита передаваемой информации одним символом. Причём длительность бита τ_b в 2 раза меньше длительности символа τ_s , т. е. $\tau_s = 2 \cdot \tau_b$. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости передачи информации.

Из исходного потока данных (бит) $S_b(t)$ выделяется поток пар бит $S_{b0}(t)$. Сформулированный поток пар бит $S_{b0}(t)$ преобразуется в электронном кодирующем устройстве в синфазный $I(t)$ и квадратурный $Q(t)$ поток символов в соответствии с принципами квадратурной фазовой манипуляции QPSK.

При передаче информации фаза сигнала задаётся исходным символом QPSK (парой бит $S_{b0}(t)$). Причём в зависимости от символа QPSK значение фазы (фазового сдвига) φ_i выбирается из набора (таблица 2.1) [177].

$$\varphi_i = \left(i \cdot \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4} \right); \quad i = 1 \ 2 \ 3 \ 4, \quad (2.26)$$

На рисунке 2.7 показана векторная диаграмма сигналов с квадратурной фазовой манипуляцией QPSK. Все четыре точки созвездия фазовой манипуляции расположены на единичной окружности.

Таблица 2.1 – Соответствие между символами QPSK, значениями фазы φ_i , синфазной I_i и квадратурной Q_i компонентами

| Символ QPSK | Значение параметра i | Значение фазы φ_i | Синфазный компонент I_i | Квадратурный компонент Q_i |
|-------------|------------------------|---------------------------|---------------------------|------------------------------|
| 11 | 1 | $\pi/4$ | 1 | 1 |
| 01 | 2 | $3\pi/4$ | -1 | 1 |
| 00 | 3 | $5\pi/4$ | -1 | -1 |
| 10 | 4 | $7\pi/4$ | 1 | -1 |

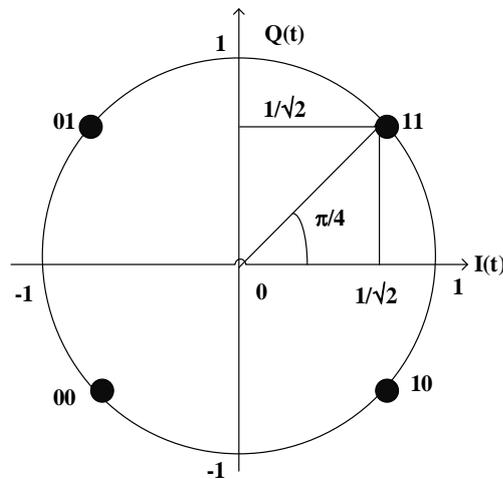


Рисунок 2.7 – Векторная диаграмма сигналов с манипуляцией QPSK

На рисунке 2.8 приведена физическая модель передающей станции когерентной оптической системы передачи радиосигналов на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией и оптической амплитудной модуляцией. На выходах электронного кодирующего устройства во время действия символа QPSK формируются синфазная $I(t) = I_i$ и квадратурная $Q(t) = Q_i$ компоненты, причём (см. таблица 2.1)

$$\begin{aligned}
 I_i &= \cos(\varphi_i); \quad i = 1; 2; 3; 4; \\
 Q_i &= \sin(\varphi_i); \quad i = 1; 2; 3; 4,
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

Поток бит разбивается на пары. Причём синфазный сигнал $I(t)$ будет кодироваться первыми, а квадратурный сигнал $Q(t)$ – вторыми битами пары. Спектр сигнала показан на рисунке 2.9.

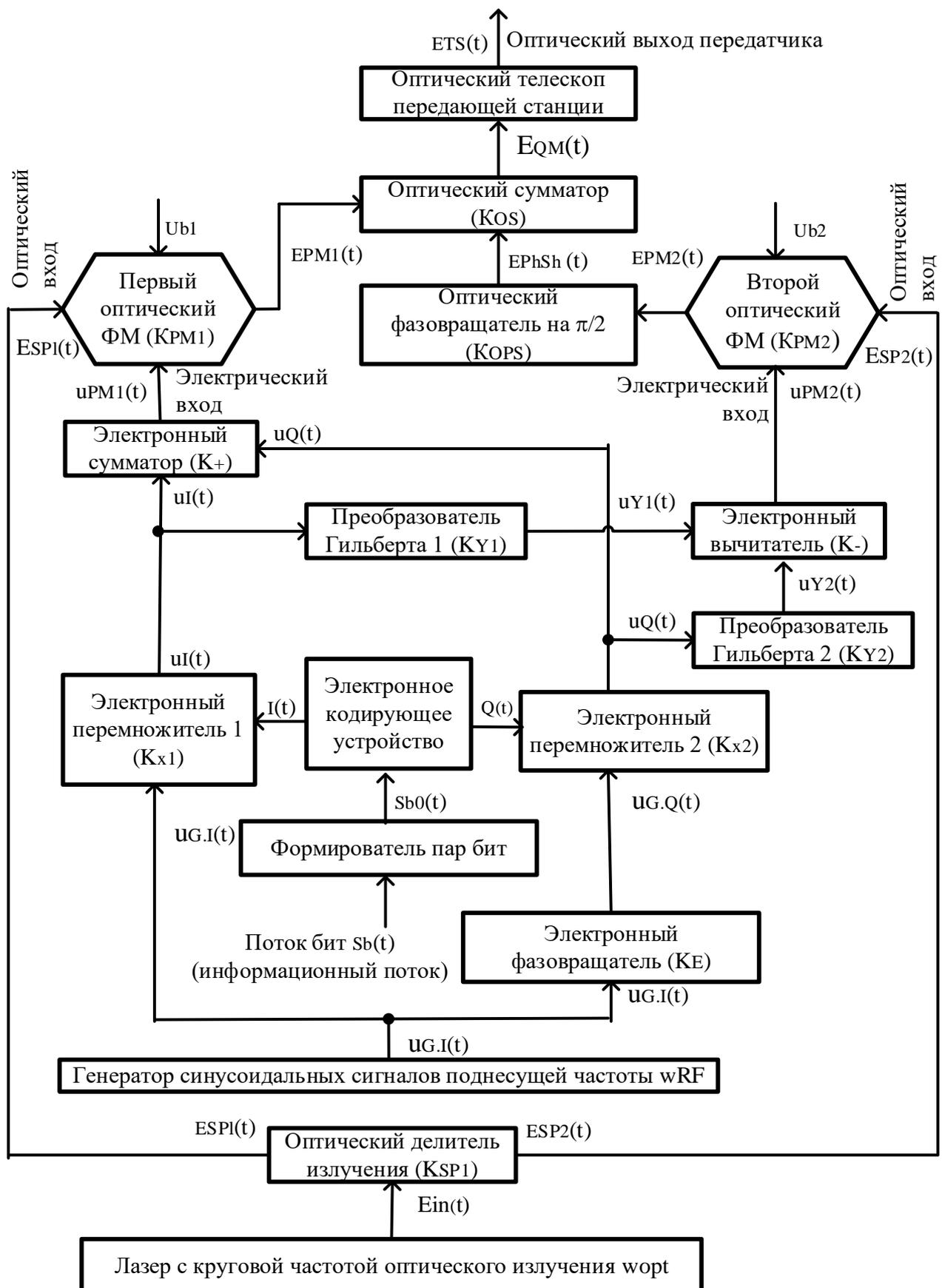


Рисунок 2.8 – Модель передающей станции когерентной оптической системы передачи однополосного оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией

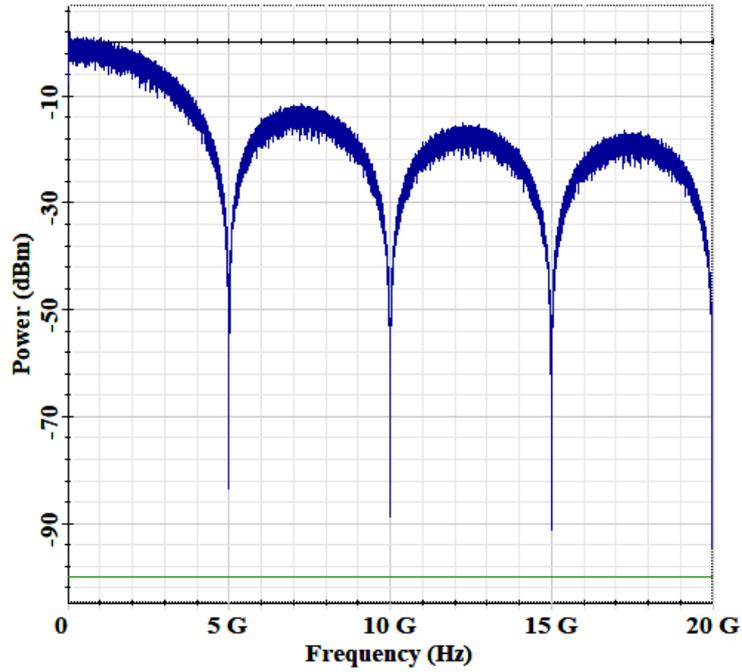


Рисунок 2.9 – Спектральная плотность мощности сигнала при скорости передачи данных 10 Гбит/с

При квадратурной фазовой манипуляции необходимы колебания $u_{G,I}(t)$ и $u_{G,Q}(t)$ с одинаковой поднесущей радиочастотой w_{RF} , но сдвинутые по фазе на 90° . Это достигается использованием генератора синусоидальных сигналов поднесущей радиочастоты w_{RF} и электронного фазовращателя на $\varphi_E = \pi/2$ [157].

При использовании электронного фазовращателя с коэффициентом передачи K_E на электронных перемножителях действуют радиосигналы с одинаковыми круговой поднесущей частотой w_{RF} и начальной фазой φ_{RF} :

$$\begin{aligned} u_{G,I}(t) &= U_G \cdot I(t) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}); \\ u_{G,Q}(t) &= -K_E U_G \cdot Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}), \end{aligned} \quad (2.28)$$

На выходах электронных перемножителей с коэффициентами передачи $K_{\times 1}$ и $K_{\times 2}$ действуют радиосигналы $u_I(t)$ и $u_Q(t)$ с одинаковыми круговой поднесущей частотой w_{RF} и начальной фазой φ_{RF} :

$$\begin{aligned} u_I(t) &= K_{\times 1} \cdot u_{G,I}(t) = K_{\times 1} U_G \cdot I(t) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}); \\ u_Q(t) &= K_{\times 2} \cdot u_{G,Q}(t) = -K_{\times 2} K_E U_G \cdot Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}), \end{aligned} \quad (2.29)$$

Амплитуды радиосигналов на выходе электронных перемножителей $K_{\times 1} U_G$ и $K_{\times 2} K_E U_G$ постоянны.

На выходе электронного аналогового сумматора с коэффициентом передачи K_+ формируется радиосигнал $u_{PM1}(t) = K_+[u_I(t) + u_Q(t)]$ для управления первым фазовым модулятором на оптическом интерферометре

$$u_{PM1}(t) = K_+U_G [K_{\times 1}I(t) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) - K_{\times 2}K_E Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})], \quad (2.30)$$

Для формирования сигнала с однополосной модуляцией используется преобразование Гильберта. Используя кусочно-постоянную функцию Кронекера

$$sgn(x) = \begin{cases} 1, & x > 0; \\ 0, & x = 0; \\ -1, & x < 0, \end{cases}$$

функция $\sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$ в (2.29) после преобразования Гильберта имеет вид $-sgn(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) = -\cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$.

Аналогично функция $\cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$ преобразуется в $\sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})$,

Преобразователь Гильберта осуществляет поворот начальных фаз всех спектральных составляющих входного сигнала на один и тот же угол $-\pi/2$.

Аналитический выходной сигнал преобразователя Гильберта является обобщением комплексного представления узкополосного сигнала, для которого вещественная и мнимая части связаны между собой. Для сигнала произвольной формы такая связь не является однозначной, поскольку не определена мнимая часть соответствующего комплексного сигнала. Заметим, однако, что значения спектра $S(\omega)$ вещественного сигнала в отрицательной области однозначно определяются значениями в положительной области частот. Поэтому вещественный сигнал может быть однозначно выражен с помощью комплексного (аналитического) сигнала. Спектр аналитического сигнала отличен от нуля лишь в положительной области частот и совпадает здесь со спектром входного сигнала [178].

Применение преобразования Гильберта и аналитического сигнала позволяют выполнять квадратурную модуляцию сигналов. Здесь в каждой текущей координате модулированных сигналов производится определение огибающей, мгновенной фазы и частоты сигналов.

После преобразователя Гильберта все отрицательные частотные компоненты сигнала сдвигаются по фазе на 90° , тогда как все положительные частотные компоненты отстают по фазе на 90° . Следовательно, на выходах

преобразователей Гильберта с коэффициентами передачи K_{Y1} и K_{Y2} формируются сигналы

$$u_{Y1}(t) = K_{Y1}K_{X1}U_G \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}); \quad (2.31)$$

$$u_{Y2}(t) = K_{Y2}K_{X2}K_E U_G \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}), \quad (2.32)$$

На выходе электронного аналогового вычитателя с коэффициентом передачи K_- формируется радиосигнал $u_{PM2}(t) = K_- \cdot [u_{Y2}(t) - u_{Y1}(t)]$ для управления вторым фазовым модулятором на оптическом интерферометре Маха-Цендера. С учётом (2.31) и (2.32)

$$u_{PM2}(t) = K_- U_G [K_{Y1}K_{X1} \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) + \rightarrow \\ \leftarrow + K_{Y2}K_{X2}K_E \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})], \quad (2.33)$$

Спектральная плотность мощности радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией (2.30) и (2.33) показана на рисунке 2.10.

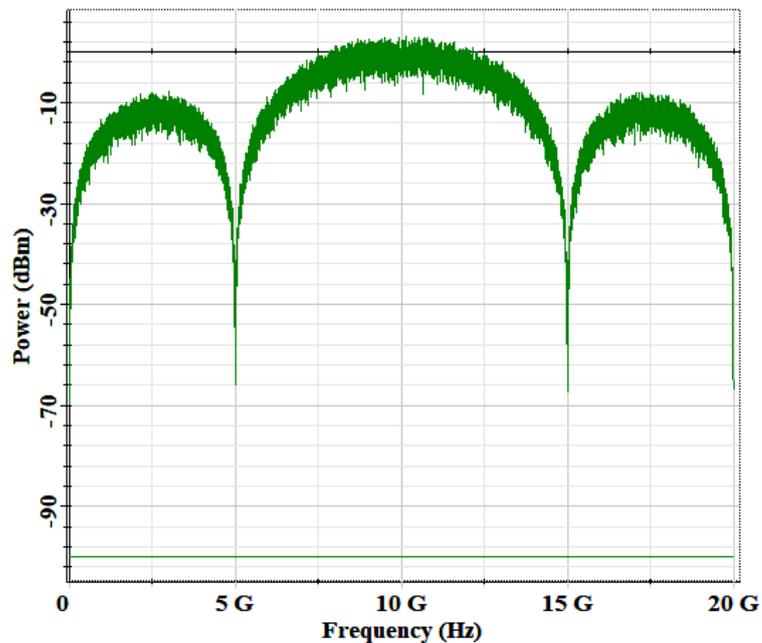


Рисунок 2.10 – Спектральная плотность мощности для радиосигнала QPSK

Сигналы с выходов электронных аналоговых сумматора $u_{PM1}(t)$ и вычитателя $u_{PM2}(t)$ подаются на электрические входы соответственно первого и второго оптических фазовых модуляторов в составе двухпортового модулятора Маха-Цендера. Отметим, что на оптические входы модуляторов подаётся непрерывное излучение, определяемое формулой (2.6).

Воспользуемся формулой (2.17), полагая, что к управляющим электродам кристалла верхнего интерферометра приложены напряжения смещения $U_{b1h} = U_{b1d} = U_{b1} = U_{\pi}/2$, а к информационным электродам, согласно (2.30)

$$u_{1h}(t) = u_{1d}(t) = u_{PM1}(t) = K_+ U_G [K_{\times 1} I(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) - K_{\times 2} K_E Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})], \quad (2.34)$$

После подстановки в (2.19) находим напряжённость выходной оптической волны верхнего интерферометра с коэффициентом передачи K_{MZM1}

$$E_{PM1}(t) = j \cdot K_{MZM1} E_{SP1}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_\pi} K_+ K_{\times 1} U_G \cdot I(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \rightarrow \leftarrow -j \frac{\pi}{U_\pi} K_+ K_{\times 2} K_E U_G \cdot Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right], \quad (2.35)$$

Аналогично, оптическая волна на выходе нижнего интерферометра Маха-Цендера с коэффициентом передачи K_{MZM2} при $U_{b2h} = U_{b2d} = U_{b2} = U_\pi/2$ и

$$u_{2h}(t) = u_{2d}(t) = u_{PM2}(t) = K_- U_G [K_{Y1} \cdot K_{\times 1} \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \rightarrow \leftarrow + K_{Y2} K_{\times 2} K_E \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})] \quad (2.36)$$

описывается формулой

$$E_{PM2}(t) = j \cdot K_{MZM2} E_{SP2}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_\pi} K_- K_{Y1} K_{\times 1} U_G \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) + j \frac{\pi}{U_\pi} K_- K_{Y2} K_{\times 2} K_E U_G \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right], \quad (2.37)$$

После оптического фазовращателя на $\pi/2$ с коэффициентом передачи K_{OPS} будет сформировано оптическое излучение с напряжённостью $E_{OPS}(t) = K_{OPS} \cdot E_{PM2}(t) \cdot \exp \left(j \cdot \frac{\pi}{2} \right) = j \cdot K_{OPS} \cdot E_{PM2}(t)$, После подстановки в (2.37)

$$E_{OPS}(t) = -K_{OPS} K_{MZM2} E_{SP2}(t) \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_\pi} K_- K_{Y1} K_{\times 1} U_G \cdot I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \rightarrow \leftarrow + j \frac{\pi}{U_\pi} K_- K_{Y2} K_{\times 2} K_E U_G \cdot Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right], \quad (2.38)$$

На выходе оптического сумматора действуют поле с напряжённостью $E_{QM}(t) = E_{PM1}(t) + E_{OPS}(t)$. С учётом (2.35) и (2.38) на выходе телескопа с коэффициентом передачи K_{opt} формируется сигнал передающей станции

$$E_{TS}(t) = K_{opt} \cdot E_{QM}(t) = K_{opt} \cdot [E_{PM1}(t) + E_{OPS}(t)].$$

Причём

$$\begin{aligned}
E_{TS}(t) = & j \cdot K_{opt} K_{MZM1} E_{SP1}(t) \\
& \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} K_{+} K_{\times 1} U_G I(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right] \\
& \cdot \exp \left[-j \frac{\pi}{U_{\pi}} K_{+} K_{\times 2} K_E U_G Q(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right] \rightarrow \\
& \leftarrow -K_{opt} K_{OPS} K_{MZM2} E_{SP2}(t) \\
& \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} K_{-} K_{Y1} K_{\times 1} U_G I(t) \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right] \\
& \cdot \exp \left[j \frac{\pi}{U_{\pi}} K_{-} K_{Y2} K_{\times 2} K_E U_G Q(t) \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \right], \quad (2.39)
\end{aligned}$$

Резюме. Проанализирован процесс формирования однополосного оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера. Получены соотношения, описывающие оптическое излучение и радиосигналы на выходе всех функциональных устройств оптического передатчика. Отличительная особенность математических соотношений состоит в том, что учтено присутствие постоянного напряжения смещения на плечах интерферометров.

2.4 Спектральный анализ оптического импульсного сигнала на выходе передатчика

Пусть

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \pi K_{+} K_{\times 1} U_G / U_{\pi}; & a_{12} &= \pi K_{+} K_{\times 2} K_E U_G / U_{\pi}; \\
a_{21} &= \pi K_{-} K_{Y1} K_{\times 1} U_G / U_{\pi}; & a_{22} &= \pi K_{-} K_{Y2} K_{\times 2} K_E U_G / U_{\pi}; \\
A_1 &= K_{opt} K_{MZM1} \cdot E_{SP1}(t); & A_2 &= K_{opt} K_{OPS} K_{MZM2} \cdot E_{SP2}(t).
\end{aligned}$$

Тогда с учётом (2.27)

$$\begin{aligned}
E_{TS}(t) = & j \cdot A_1 \exp[j \cdot a_{11} I_i \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})] \\
& \cdot \exp[-j \cdot a_{12} Q_i \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})] \rightarrow \\
& \leftarrow -A_2 \exp[j \cdot a_{21} I_i \cdot \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})] \\
& \cdot \exp[j \cdot a_{22} Q_i \cdot \cos(\omega_{RF} t + \varphi_{RF})], \quad (2.40)
\end{aligned}$$

Применим к сомножителям в формуле (2.40) разложение Якоби–Ангера [156]

$$\exp[j \cdot z \cdot \cos(\theta)] = J_0(z) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(z) \cdot \cos(n\theta);$$

$$\begin{aligned} \exp[j \cdot z \cdot \sin(\theta)] &= J_0(z) + 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(z) \cdot \cos(2m\theta) \rightarrow \\ &\rightarrow +2 \cdot j \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(z) \cdot \sin[(2m-1) \cdot \theta], \end{aligned}$$

где $J_k(z)$ – функция Бесселя k -го порядка первого рода.

Тогда

$$\begin{aligned} E_{TS}(t) &= j \cdot A_1 \left\{ J_0(a_{11}I_i) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow \left\{ J_0(-a_{12}Q_i) + 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(-a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \right. \\ &\leftarrow +j \cdot 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(-a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \left. \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow -A_2 \left\{ J_0(a_{21}I_i) + 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{21}I_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \right. \\ &\leftarrow +j \cdot 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \left. \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow \left\{ J_0(a_{22}Q_i) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\}. \quad (2.41) \end{aligned}$$

Известно, что $J_0(-a_{12}Q_i) = J_0(a_{12}Q_i)$ $J_{2m}(-a_{12}Q_i) = J_{2m}(a_{12}Q_i)$ и $J_{2m-1}(-a_{12}Q_i) = -J_{2m-1}(a_{12}Q_i)$, Следовательно

$$\begin{aligned} E_{TS}(t) &= j \cdot A_1 \cdot \left\{ J_0(a_{11}I_i) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow \left\{ J_0(a_{12}Q_i) + 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \rightarrow \right. \\ &\leftarrow -j \cdot 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \left. \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow -A_2 \left\{ J_0(a_{21}I_i) + 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{21}I_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \right. \\ &\leftarrow +j \cdot 2 \cdot \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \left. \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow \left\{ J_0(a_{22}Q_i) + 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\}. \quad (2.42) \end{aligned}$$

Представим выходной сигнал передающей станции в виде суммы функций

$$E_{TS}(t) = \sum_{k=1}^5 E_k(t) \quad (2.43)$$

где

$$E_1(t) = j \cdot A_1 \left\{ J_0(a_{11}I_i) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \cdot J_0(a_{12}Q_i);$$

$$E_2(t) = 2 \cdot j \cdot A_1 \left\{ J_0(a_{11}I_i) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \\ \leftarrow \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$E_3(t) = 2A_1 \left\{ J_0(a_{11}I_i) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \\ \leftarrow \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\};$$

$$E_4(t) = -A_2 \left\{ J_0(a_{21}I_i) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{21}I_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\ \leftarrow + 2j \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \cdot J_0(a_{22}Q_i);$$

$$E_5(t) = -2A_2 \left\{ J_0(a_{21}I_i) + 2 \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{21}I_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\ \leftarrow + 2j \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \cdot \\ \rightarrow \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\}.$$

Преобразуем (2.43) к виду

$$E_{TS}(t) = \sum_{k=1}^{12} U_k(t) \quad (2.44)$$

где

$$U_1(t) = j \cdot A_1 \cdot J_0(a_{11}I_i) \cdot J_0(a_{12}Q_i);$$

$$U_2(t) = j \cdot 2 \cdot A_1 \cdot J_0(a_{12}Q_i) \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$U_3(t) = j \cdot 2 \cdot A_1 \cdot J_0(a_{11}I_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$U_4(t) = j \cdot 4 \cdot A_1 \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\}$$

$$\leftarrow \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$U_5(t) = 2 \cdot A_1 \cdot J_0(a_{11}I_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\};$$

$$U_6(t) = 4 \cdot A_1 \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \cdot$$

$$\leftarrow \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\};$$

$$U_7(t) = -A_2 \cdot J_0(a_{21}I_i) \cdot J_0(a_{22}Q_i);$$

$$U_8(t) = -2 \cdot A_2 \cdot J_0(a_{22}Q_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{21}I_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$U_9(t) = -2 \cdot j \cdot A_2 J_0(a_{22}Q_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\};$$

$$U_{10}(t) = -2 \cdot A_2 \cdot J_0(a_{21}I_i) \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$U_{11}(t) = -4 \cdot A_2 \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{21}I_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \cdot$$

$$\rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

$$U_{12}(t) = -j \cdot 4 \cdot A_2 \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \cdot \\ \rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\};$$

Выделим спектральные составляющие с поднесущей частотой ω_{RF} в каждой из 12-ти функций $U_k(t)$, введя для них обозначения $U_k(t, \omega_{RF})$ $k = \overline{1, 12}$.

$$U_1(t, \omega_{RF}) = 0;$$

$$U_2(t, \omega_{RF}) = -2 \cdot A_1 \cdot J_0(a_{12}Q_i) \cdot J_1(a_{11}I_i) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF});$$

$$U_3(t, \omega_{RF}) = 0;$$

Формулу для $U_4(t)$ преобразуем к виду

$$\frac{U_4(t)}{j \cdot 4 \cdot A_1} = J_2(a_{12}Q_i) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \\ \cdot \cos(2(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \rightarrow \\ \leftarrow + J_4(a_{12}Q_i) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \\ \cdot \cos(4(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \rightarrow \\ \leftarrow + J_6(a_{12}Q_i) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \\ \cdot \cos(6(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \rightarrow \\ \leftarrow + J_8(a_{12}Q_i) \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \\ \cdot \cos(8(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) + \dots,$$

В формуле для $U_4(t, \omega_{RF})$ важны составляющие с поднесущей частотой, которые получаются в результате перемножения косинусов $\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$, В анализируемом случае это комбинации α и β , когда $|\alpha - \beta| = \omega_{RF}t + \varphi_{RF}$. Это условие выполняется в первом слагаемом при $n=1$ и 3 , во втором – при $n=3$ и 5 , в третьем – при $n=5$ и 7 и т. д. Тогда

$$U_4(t, \omega_{RF}) = 2 \cdot A_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a_{12}Q_i) [J_{2k-1}(a_{11}I_i) - J_{2k+1}(a_{11}I_i)] \right\} \\ \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}).$$

$$U_5(t, \omega_{RF}) = 2 \cdot A_1 \cdot J_0(a_{11}I_i) \cdot J_1(a_{12}Q_i) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}).$$

Формулу для $U_6(t)$ преобразуем к виду

$$\frac{U_6(t)}{4 \cdot A_1} = j \cdot J_1(a_{11}I_i) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \cdot$$

$$\left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \rightarrow \\ \leftarrow -J_2(a_{11}I_i) \cdot \cos(2 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\ \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \rightarrow \\ \leftarrow -j \cdot J_3(a_{11}I_i) \cdot \cos(3 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\ \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \rightarrow \\ \leftarrow +J_4(a_{11}I_i) \cdot \cos(4 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\ \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \rightarrow \\ \leftarrow +j \cdot J_5(a_{11}I_i) \cdot \cos(5 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\ \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \rightarrow \\ \leftarrow -J_6(a_{11}I_i) \cdot \cos(6 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\ \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \mp \dots;$$

важны составляющие, которые получаются в результате перемножения $\cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) = 0,5 \cdot \sin(\alpha + \beta) - 0,5 \cdot \sin(\alpha - \beta)$, В анализируемом случае это комбинации α и β , когда $|\alpha - \beta| = \omega_{RF}t + \varphi_{RF}$. Это условие выполняется во 2-м слагаемом при $m=1$ и 2, в 4-м – при $m=2$ и 3, в 6-м – при $m=3$ и 4 и т. д. Тогда

$$U_6(t, \omega_{RF}) = 2A_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} J_{2k}(a_{11}I_i) [J_k(a_{12}Q_i) - J_{k+1}(a_{12}Q_i)] \right\} \\ \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}).$$

$$U_7(t, \omega_{RF}) = 0;$$

$$U_8(t, \omega_{RF}) = 0;$$

$$U_9(t, \omega_{RF}) = -2 \cdot j \cdot A_2 \cdot J_0(a_{22}Q_i) \cdot J_1(a_{21}I_i) \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF});$$

$$U_{10}(t, \omega_{RF}) = -2 \cdot j \cdot A_2 \cdot J_0(a_{21}I_i) \cdot J_1(a_{22}Q_i) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF});$$

Аналогично находим

$$U_{11}(t, \omega_{RF}) = -j \cdot 2 \cdot A_2 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a_{21}I_i) [J_{2k-1}(a_{22}Q_i) - J_{2k+1}(a_{22}Q_i)] \right\} \\ \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF});$$

$$U_{12}(t, \omega_{RF}) = j2A_2 \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \left(J_1(a_{21}I_i) \cdot J_2(a_{22}Q_i) \right. \\ \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} J_{2k+1}(a_{21}I_i) \cdot [J_{2k}(a_{22}Q_i) - J_{2k+2}(a_{22}Q_i)] \right).$$

Следовательно, в выходном сигнале передающей станции присутствуют составляющие на поднесущей частоте ω_{RF} , описываемые формулой

$$\begin{aligned}
E_{TS}(t \omega_{RF}) = \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) 2 & \left\{ -A_1 J_0(a_{12} Q_i) J_1(a_{11} I_i) \right. \\
& + A_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a_{12} Q_i) \cdot [J_{2k-1}(a_{11} I_i) - J_{2k+1}(a_{11} I_i)] \right\} \rightarrow \\
& \leftarrow -j \cdot A_2 \cdot J_0(a_{21} I_i) \cdot J_1(a_{22} Q_i) - j \cdot A_2 \\
& \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a_{21} I_i) \cdot [J_{2k-1}(a_{22} Q_i) - J_{2k+1}(a_{22} Q_i)] \right\} \left. \right\} + \rightarrow \\
& \leftarrow + \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) 2 \left\{ A_1 J_0(a_{11} I_i) \cdot J_1(a_{12} Q_i) + \rightarrow \right. \\
& \leftarrow + A_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} J_{2k}(a_{11} I_i) [J_k(a_{12} Q_i) - J_{k+1}(a_{12} Q_i)] \right\} \rightarrow \\
& \leftarrow -j \cdot A_2 J_0(a_{22} Q_i) \cdot J_1(a_{21} I_i) + j \cdot A_2 \\
& \cdot \left(J_1(a_{21} I_i) J_2(a_{22} Q_i) \right. \\
& \left. + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k+1} J_{2k+1}(a_{21} I_i) \cdot [J_{2k}(a_{22} Q_i) - J_{2k+2}(a_{22} Q_i)] \right) \left. \right\}, \tag{2.45}
\end{aligned}$$

Для функций Бесселя первого рода при малых аргументах $0 < x \ll 1$ и целых положительных значениях α известна асимптотическая формула [158]

$$J_\alpha(x) \approx \frac{1}{\alpha!} \cdot \left(\frac{x}{2}\right)^\alpha.$$

Это позволяет использовать следующие приближения

$$\begin{aligned}
J_0(x) &\approx 1; & J_1(x) &\approx \frac{x}{2}; \\
J_2(x) &\approx \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{x}{2}\right)^2 = \frac{x^2}{8} \approx 0; & J_3(x) &\approx \frac{1}{6} \cdot \left(\frac{x}{2}\right)^3 = \frac{x^3}{48} \approx 0.
\end{aligned}$$

Следовательно, в первом приближении в формуле для $E_{TS}(t \omega_{RF})$ можно оставить все составляющие с $J_0(\dots)$ и $J_1(\dots)$, Тогда

$$\begin{aligned}
E_{TS}(t \omega_{RF}) = -A_1 a_{11} I_i \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) + A_1 a_{12} Q_i \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \rightarrow \\
\leftarrow -j \cdot A_2 a_{22} Q_i \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) - j \cdot A_2 a_{21} I_i \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}),
\end{aligned}$$

Если $a_{11} = a_{12} = a_{21} = a_{22} = a$ $A_1 = A_2 = A$ то

$$\begin{aligned} \frac{E_{TS}(t \ \omega_{RF})}{A \cdot a} &= -I_i \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) + Q_i \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \rightarrow \\ &\leftarrow -j \cdot Q_i \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) - j \cdot I_i \cdot \sin(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}), \quad (2.46) \end{aligned}$$

Выделим спектральные составляющие с нулевой частотой, введя для них обозначения $U_k(t \ 0)$ $k = \overline{1 \ 12}$. Тогда

$$U_1(t \ 0) = j \cdot A_1 \cdot J_0(a_{11}I_i) \cdot J_0(a_{12}Q_i); U_2(t \ 0) = 0; U_3(t \ 0) = 0,$$

В формуле для

$$\begin{aligned} \frac{U_4(t)}{j \cdot 4 \cdot A_1} &= j \cdot J_1(a_{11}I_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow -J_2(a_{11}I_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow -j \cdot J_3(a_{11}I_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \rightarrow \\ &\leftarrow +J_4(a_{11}I_i) \cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m}(a_{12}Q_i) \cdot \cos(2m \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \dots \end{aligned}$$

важны составляющие на нулевой частоте, которые получаются в результате перемножения двух косинусов $2 \cdot \cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)$, При $\alpha = \beta$ имеем $2 \cdot \cos(\alpha) \cos(\beta) = 1 + \cos(2\alpha)$, Это условие выполняется во 2-м слагаемом при $m=1$, в 4-м – при $m=2$, в 6-м – при $m=3$ и т. д. Тогда

$$\begin{aligned} U_4(t, 0) &= j \cdot 2 \cdot A_1 \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot J_{2k}(a_{11}I_i) \cdot J_{2k}(a_{12}Q_i) \right\}. \\ U_5(t, 0) &= 0. \end{aligned}$$

В формуле для

$$\begin{aligned}
\frac{U_6(t)}{4 \cdot A_1} &= \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{11}I_i) \cdot \cos(n \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} \cdot \\
&\leftarrow \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} \\
&= j^1 \cdot J_1(a_{11}I_i) \cdot \cos(\omega_{RF}t + \varphi_{RF}) \\
&\cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow +j^2 \cdot J_2(a_{11}I_i) \cdot \cos(2 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \\
&\cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow +j^3 \cdot J_3(a_{11}I_i) \cdot \cos(3 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \\
&\cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow +j^4 \cdot J_4(a_{11}I_i) \cdot \cos(4 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \\
&\cdot \left\{ \sum_{m=1}^{\infty} J_{2m-1}(a_{12}Q_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \right\} + \dots
\end{aligned}$$

важны составляющие на нулевой частоте, которые получаются в результате перемножения косинуса на синус $2 \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)$, При $\alpha = \beta$ имеем $2 \cos(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \sin(2\alpha)$, Следовательно,

$$\begin{aligned}
U_6(t \ 0) &= 0, & U_7(t) &= -A_2 \cdot J_0(a_{21}I_i) \cdot J_0(a_{22}Q_i); \\
U_8(t \ 0) &= 0; & U_9(t \ 0) &= 0; & U_{10}(t \ 0) &= 0,
\end{aligned}$$

В формуле для

$$\begin{aligned}
\frac{U_{11}(t)}{-4 \cdot A_2} &= J_2(a_{21}I_i) \cdot \cos(2 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\
&\rightarrow \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_4(a_{21}I_i) \cdot \cos(4 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\
&\rightarrow \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_6(a_{21}I_i) \cdot \cos(6 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\
&\rightarrow \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_8(a_{21}I_i) \cdot \cos(8 \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \cdot \\
&\rightarrow \cdot \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\}
\end{aligned}$$

важны составляющие на нулевой частоте, которые получаются в результате перемножения двух косинусов $2 \cdot \cos(\alpha) \cos(\beta) = \cos(\alpha - \beta) + \cos(\alpha + \beta)$, При $\alpha = \beta$ имеем $2 \cdot \cos(\alpha) \cos(\beta) = 1 + \cos(2\alpha)$, Это условие выполняется в 1-м слагаемом при $n=2$, во 2-м – при $n=4$, в 3-м – при $n=6$ и т. д. Тогда

$$U_{11}(t, 0) = -2 \cdot A_2 \cdot \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot J_{2k}(a_{21}I_i) \cdot J_{2k}(a_{22}Q_i) \right\}.$$

В формуле для

$$\begin{aligned}
\frac{U_{12}(t)}{-j \cdot 4 \cdot A_2} &= J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \cdot \\
&\rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \cdot \\
&\rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \cdot \\
&\rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \cdot \\
&\rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow + J_{2m-1}(a_{21}I_i) \cdot \sin[(2m-1) \cdot (\omega_{RF}t + \varphi_{RF})] \cdot \\
&\rightarrow \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} j^n \cdot J_n(a_{22}Q_i) \cdot \cos(n(\omega_{RF}t + \varphi_{RF})) \right\}.
\end{aligned}$$

важны составляющие на нулевой частоте, которые получаются в результате перемножения $\sin(\alpha) \cdot \cos(\beta) = 0,5 \cdot \sin(\alpha - \beta) + 0,5 \cdot \sin(\alpha + \beta)$, При $\alpha = \beta$ имеем $2 \cdot \cos(\alpha) \cos(\beta) = \sin(2\alpha)$, Откуда $U_{12}(t=0) = 0$,

Следовательно, в выходном сигнале передающей станции присутствуют спектральные составляющие с нулевой радиочастотой

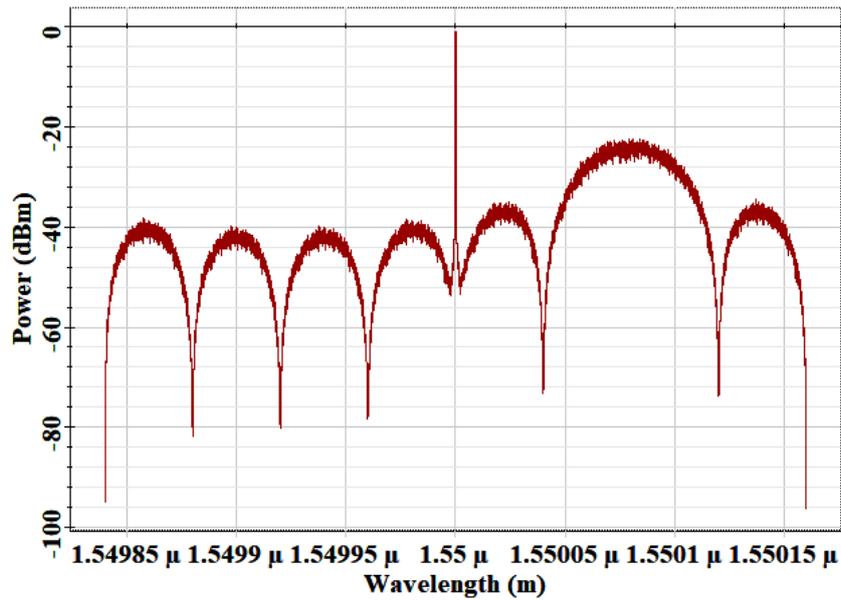
$$\begin{aligned}
E_{TS}(t=0) &= j \cdot A_1 J_0(a_{11}I_i) J_0(a_{12}Q_i) + \rightarrow \\
&\leftarrow + j \cdot 2 \cdot A_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a_{11}I_i) J_{2k}(a_{12}Q_i) \right\} + \rightarrow \\
&\leftarrow - A_2 J_0(a_{21}I_i) J_0(a_{22}Q_i) - 2 \cdot A_2 \\
&\cdot \left\{ \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(a_{21}I_i) J_{2k}(a_{22}Q_i) \right\}, \tag{2.47}
\end{aligned}$$

Для функций Бесселя первого рода при малых аргументах $0 < x \ll 1$ и целых положительных значениях порядка α оставляем, как и ранее, только составляющие с $J_0(x) \approx 1$ и $J_1(x) \approx x/2$. Тогда $E_{TS}(t=0) = j \cdot A_1 - A_2$,

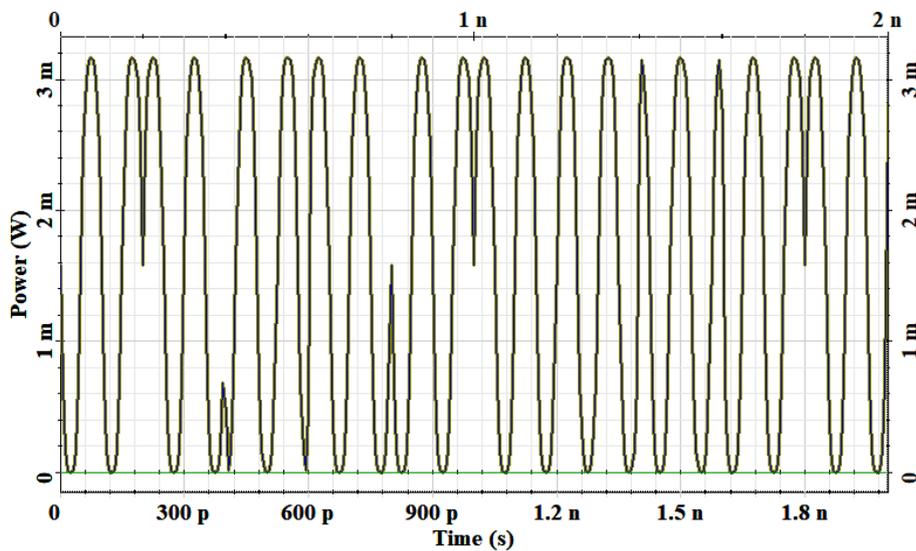
Оптическое поле на выходе I/Q оптического модулятора

$$E_{TS}(t) \cong K_{opt}K_{MZM}\sqrt{P_{opt}} \cdot \exp[j(\omega_{opt} + j \cdot \varphi_{opt})] + a \cdot K_{opt}K_{MZM} \cdot [I(t) + j \cdot Q(t)] \cdot \exp[j \cdot (\omega_{opt} - \omega_{RF}) \cdot t + j \cdot \varphi_{RF}], \quad (2.48)$$

На рисунке 2.11 представлено оптическое излучение с одной боковой полосой, модулированное радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией в спектральной (а) и временной (б) областях [54].



а



б

Рисунок 2.11 – Представление в спектральной (а) и временной (б) областях оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией

Резюме. Спектральный анализ оптического импульсного сигнала на выходе передатчика с использованием разложения Якоби–Ангера доказывает, что в сигнале передающей станции присутствуют составляющие на поднесущей частоте. Важно, что эти спектральные составляющие соответствуют радиосигналу с квадратурной фазовой манипуляцией. Кроме того, формируется оптическое излучение с одной боковой полосой. Получены асимптотические выражения для оценки энергетического уровня спектральных составляющих, соответствующие радиосигналам на поднесущей и на нулевой частотах.

2.5 Выводы

Предложена модель и алгоритм формирования оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией на основе одного интерферометра Маха-Цендера. Полученные математические формулы показывают возможность генерации однополосного оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с амплитудной манипуляцией. Основным недостатком генерации связан с амплитудной манипуляцией радиосигналов, что не гарантирует помехозащищённость информации.

Известный квадратурный оптический модулятор с двумя интерферометрами Маха-Цендера в двухтактной конфигурации формирует спектр оптического излучения с двумя боковыми полосами. Последнее не позволяет организовать высокоскоростную передачу данных.

Проанализирован процесс формирования однополосного оптического излучения с квадратурной фазовой манипуляцией радиосигналов с помощью двух параллельно включённых интерферометров Маха-Цендера на кристалле из ниобата лития. Получены соотношения, описывающие на выходе функциональных устройств оптического передатчика процесс формирования оптического излучения, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией. Отличительная особенность математических соотношений состоит в учёте постоянного напряжения смещения на плечах интерферометров Маха-Цендера. Последнее обеспечивает заданный сдвиг фаз между оптическими волнами в плечах интерферометров. Благодаря подаче на оба плеча интерферометра одинаковых напряжений фаза оптической несущей модулируется двоичными данными одновременно. При

этом каждые два бита входных данных отображаются в один символ, что помогает передавать больше информации по сравнению с фазовой модуляцией.

Предложена структура когерентного оптического передатчика с двумя параллельно включёнными интерферометрами Маха-Цендера и встроенным фазовращателем на $\pi/2$ для генерации оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией. Формирование однополосного оптического излучения обеспечивается введением преобразования Гильберта в области радиочастот.

Спектральный анализ оптического сигнала на выходе передатчика с использованием разложения Якоби–Ангера позволил доказать, что в выходном сигнале передающей станции присутствуют составляющие на поднесущей частоте. Важно, что эти спектральные составляющие соответствуют радиосигналам с квадратурной фазовой манипуляцией. Кроме того, формируется оптическое излучение с одной боковой полосой. Получены асимптотические выражения для оценки энергетического уровня спектральных составляющих, соответствующие радиосигналам на поднесущей и на нулевой частотах.

3 АНАЛИЗ ВОСХОДЯЩЕГО ЛАЗЕРНОГО КАНАЛА СПУТНИКОВОЙ КОММУНИКАЦИИ В УСЛОВИЯХ АТМОСФЕРНОЙ ТУРБУЛЕНТНОСТИ

3.1 Разработка модели потерь излучения из-за ослабления в атмосфере для трассы Земля-спутник

На распространение оптических волн влияют атмосферные процессы: поглощение, рассеяние и флуктуации показателя преломления. Поглощение и рассеяние газами и твёрдыми частицами атмосферы приводит к затуханию лазерного луча. Оптическая турбулентность приводит к флуктуациям интенсивности излучения, уширению, дрейфу и замираниям луча. Эффект мерцания обусловлен колебаниями показателя преломления воздуха вдоль пути передачи. Временной масштаб флуктуаций составляет порядка миллисекунд.

Для связи FSO атмосферные эффекты являются главным ограничивающим фактором при передаче излучения на значительные расстояния. Воздействие тумана, дождя и снега может снизить пропускную способность или даже нарушить связь. Даже в ясные дни атмосферное поглощение и рассеяние, а также турбулентность могут повлиять на правильную передачу.

Поглощение сильно зависит от длины волны λ [34]. Оптические системы в свободном пространстве работают на длинах волн в районе 850 и 1550 нм. Поскольку эти длины волн также используются в оптоволоконной связи, можно использовать стандартные компоненты, что снижает стоимость аппаратуры. Существуют окна прозрачности в диапазонах 3-5 и 8-14 мкм, но доступность компонентов для этих длин волн ограничена, а стоимость выше [34].

При рассеянии оптическое излучение отклоняется от прямолинейного пути. Рассеяние Рэлей возникает при диаметрах частиц, намного меньших длины волны падающего излучения, а рассеяние Ми - при диаметрах, сравнимых с длиной волны излучения. Молекулы воздуха являются основным источником рассеяния Рэля, а более крупные частицы пыли, капли воды и туман - основным источником рассеяния Ми [159].

Важным параметром в рассеянии Рэлей, как и в поглощении, является удельный коэффициент ослабления $\alpha(\lambda)$, измеряемый потерей излучения на единицу расстояния. Удельный коэффициент ослабления $\alpha(\lambda) = \alpha_A(\lambda) + \alpha_S(\lambda)$ складывается из удельных коэффициентов поглощения $\alpha_A(\lambda)$ и рассеяния $\alpha_S(\lambda)$.

Коэффициенты являются функциями длины волны излучения [4]. Более высокие частоты рассеиваются гораздо сильнее [161].

Удельный коэффициент результирующего ослабления $\gamma(\lambda) = \alpha_A(\lambda) + \alpha_S(\lambda) + \beta_A(\lambda) + \beta_S(\lambda)$ представляет сумму удельных коэффициентов поглощения и рассеяния от аэрозольных $\alpha_A(\lambda)$ и $\alpha_S(\lambda)$ и молекулярных $\beta_A(\lambda)$ и $\beta_S(\lambda)$ составляющих [34]. Принимаемая освещённость на расстоянии L от передатчика связана с переданной освещённостью законом Бера-Ламберта [6]

$$\tau(\lambda L) = \exp(-\gamma(\lambda) \cdot L),$$

Для размеров частиц, сравнимых с длиной волны излучения, для описания атмосферных эффектов необходимо использовать рассеяние Ми. В отличие от рэлеевского, рассеяние Ми препятствует рассеянию в прямом направлении [160].

Потери мощности в месте расположения приёмника связаны, среди прочего, с расходимостью луча. Расходимость луча увеличивается с увеличением расстояния распространения, в результате чего освещаемая площадь превышает апертуру телескопа.

Потери мощности количественно можно определить по формуле [163]

$$\alpha_{div}[\text{дБ}] = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\pi \cdot \Phi_b^2 \cdot z^2}{4 \cdot A_{Rx}} \right)$$

где $\Phi_b^2 \approx \lambda/\pi \cdot w_b$ — угол расходимости луча; w_b — радиус перетяжки луча; A_{Rx} — размер апертуры приёмника.

Резюме. Предложенные модели атмосферы для трассы Земля-спутник позволяет количественно оценивать потери излучения из-за комбинированных эффектов поглощения и рассеяния Рэля и Ми через фиксированные коэффициенты потерь с помощью закона Бера-Ламберта. Хотя преднамеренное увеличение оптической мощности передачи представляет желательный подход для компенсации затухания оптического сигнала при распространении в пространстве, возможности этого подхода на спутниковой связи ограничены.

3.2 Обоснование высотной модели для описания структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере

Случайные микроскопические флуктуации температуры на разных высотах влияют на показатель преломления сред, внося изменения в характеристики волнового фронта [117]. Теория Колмогорова описывает эффекты в терминах турбулентных ячеек большого L_0 и малого l_0 масштабов,

откуда энергия распространяется и рассеивается последовательно [33]. Ячейки действуют как набор линз, которые отклоняют области луча вдоль пути передачи. Когда фронт волны распространяется через эти турбулентные слои, излучение испытывает локальные задержки, искажающие его фазу. Степень ухудшения волнового фронта связана с кумулятивным эффектом различных показателей преломления вдоль оптической траектории, и, таким образом, более длинные пути представляют наихудший сценарий. Татарский [163] использовал модель Колмогорова для определения распространения волны в турбулентной среде [163]. Структурная функция показателя преломления $D_n(\rho_1 \rho_2) = \langle |n \cdot \rho_1 - n \cdot \rho_2|^2 \rangle$ характеризует флуктуацию показателя преломления $n(\rho)$ при различных положениях вектора ρ . Здесь $\langle \rangle$ представляет среднее статистическое значение.

Колмогоров предположил, что в пределах инерционного поддиапазона $l_0 < \rho < L_0$ точки, разделённые определённым масштабом, обладают статистической однородностью и изотропностью. Следовательно, структурная функция показателя преломления зависит только от расстояния между точками $\rho = \rho_2 - \rho_1$. Тогда $D_n(\rho_1 \rho_2) = D_n(\rho)$. В диапазоне, определяемом турбулентными ячейками большого L_0 и малого l_0 масштабов, структурная функция $D_n(\rho) = C_n^2(h) \cdot \rho^{2/3}$ $l_0 < \rho < L_0$ описывается степенным законом двух третей Колмогорова.

Структурная характеристика показателя преломления $C_n^2(h)$ определяет уровень турбулентности на высоте h . Колмогоров предсказал степенное распределение фазы $\Phi_n(k) = 0,033 \cdot C_n^2 \cdot k^{-11/3}$ $k_0 < k < k_l$ с пространственной частотой $k^{-11/3}$, равной $k = 2 \cdot \pi/l$ при размере турбулентного вихря l . Здесь $k_0 = 2 \cdot \pi/L_0$ и $k_l = 2 \cdot \pi/l_0$ — границы пространственного спектра.

Роддье [162] определил фазовый спектр мощности $\Phi_n(k)$ при заданной ширине турбулентного слоя dh : $\Phi_n(k) = 9,7 \times 10^{-3} \cdot k^2 \cdot C_n^2(h) \cdot dh \cdot k^{-11/3}$,

Структурная характеристика показателя преломления $C_n^2(h)$ измеряется вдоль оптического пути в зависимости от местоположения оптической станции. К конкретным условиям адаптирована высотная модель Хафнагеля-Валли (Hufnagel-Valley, H-V). Если задано номинальное значение $C_n^2(0)$ у поверхности Земли, то

$$C_n^2(h) = 0,00594 \left(\frac{v}{27}\right)^2 \left(\frac{h}{100000}\right)^{10} \exp\left(-\frac{h}{1000}\right) + \rightarrow \quad (3.1)$$

$$\leftarrow + 2,7 \cdot 10^{-16} \exp\left(-\frac{h}{1500}\right) + C_n^2(0) \cdot \exp\left(-\frac{h}{100}\right),$$

В формуле среднеквадратическая скорость ветра

$$v_0 = \left[\frac{1}{15 \times 10^3} \cdot \int_{5 \times 10^3}^{20 \times 10^3} V^2(h) dh \right]^{1/2},$$

Исходя из модифицированной моделью ветра Баттона величина

$$V(h) = v_{sr} \cdot h + v_g + 30 \cdot \exp\left[-\left(\frac{h - 9400}{4800}\right)^2\right]$$

определяется скоростью ветра у поверхности земли v_g и скоростью перемещения спутника относительно наземного наблюдателя нарастания v_{sr} .

Допуск вариаций скорости ветра на большой высоте и местных условий приземной турбулентности делает модель профиля Н-V привлекательной для теоретических исследований. В моих расчётах используется высотная модель Н-V с $v_0 = 21$ м/с и $C_n^2(0) = 1,7 \times 10^{-14}$ м^{-2/3} [42]. График на рисунке 3.2 отражает влияние на высотную модель изменений этих параметров.

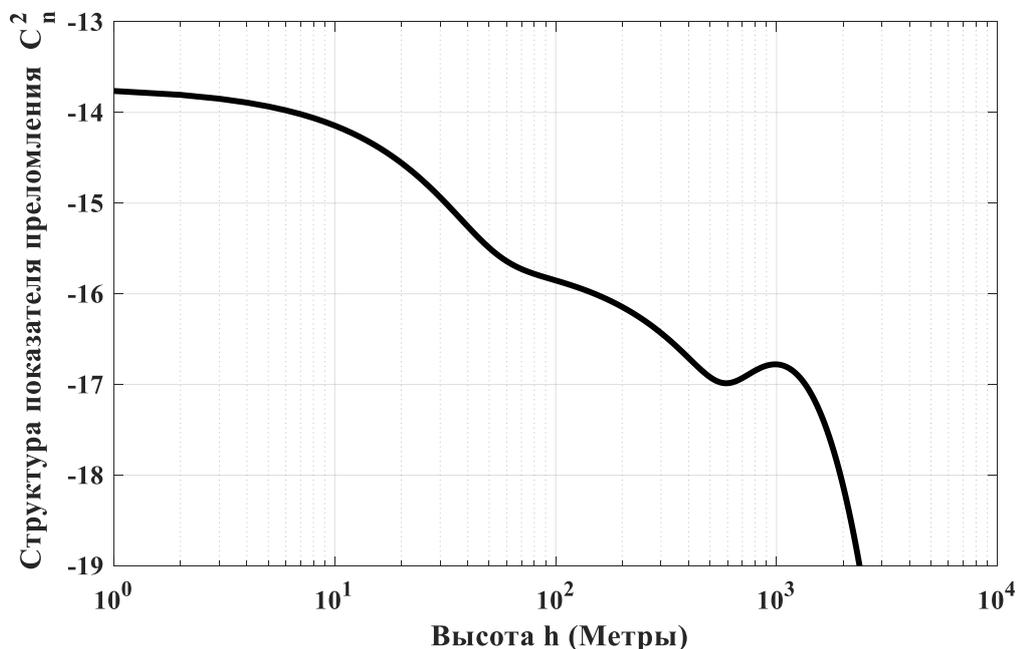


Рисунок 3.1 – Изменение структурной характеристики флуктуаций показателя преломления от высоты орбиты ИСЗ для модели Хафнагеля-Валли

Поведение параметра $C_n^2(h)$ меняется в течение дня. Наиболее сильная оптическая турбулентность возникает у земли со значениями 10^{-13} (ночью) или

10^{-14} (днем) $m^{-2/3}$. Общее поведение $C_n^2(h)$ включает уменьшение с высотой h со скоростью $h^{-4/3}$ над однородным грунтом и $h^{-1/3}$ над сложным рельефом (горы). Ночью $C_n^2(h)$ уменьшается со скоростью $h^{-2/3}$. На восходе и закате из-за отсутствия температурного градиента значения $C_n^2(h)$ минимальны.

Резюме. Обосновано использование высотной модели Хафнагеля-Валли для описания структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере для трассы Земля-спутник.

3.3 Выявление возмущающих факторов для лазерного луча на трассе Земля-спутник в условиях атмосферной турбулентности

В результате исследований [166] становится очевидным, что оптическая турбулентность способствует возникновению неблагоприятных канальных эффектов (возмущающих факторов), которые включают:

- расширение лазерного луча из-за дифракции, что снижает пространственную плотность мощности излучения на приёмнике;
- случайное перемещение центра тяжести лазерного луча относительно приёмника (дрейф луча);
- случайные колебания мощности лазерного луча (сцинтилляции);
- фазовые флуктуации;
- потеря пространственной когерентности.

В принципе, блуждание луча, в первую очередь, вызвано турбулентными завихрениями с размерами, превышающими диаметр оптического луча, обычно возникающими вблизи передатчика. Тогда как эффект мерцания возникает, когда масштабы турбулентности порядка первой зоны Френеля. Эти эффекты создают случайные потери сигнала в оптическом приёмнике; тем самым ухудшая вероятность ошибок из-за замирания сигнала и приводя к полному уничтожению системы при более жёстких условиях канала.

Модель оптической волны. Распространение оптических лучей в свободном пространстве может быть описано с помощью моделей плоской волны, сферической волны или волны Гаусса, в которых последняя чаще всего предпочтительнее. Это связано с тем, что упрощённые модели поля, основанные на приближениях неограниченной плоской и сферической волн, недостаточны для описания характеристик распространения волн оптического пучка, особенно когда важны характеристики фокусировки и расхождения. Последующий анализ

будет проводиться для распространения в свободном пространстве гауссового пучка низшего порядка (волны TEM_{00}) со следующими свойствами [42]:

- выходное отверстие передатчика расположено в плоскости $z = 0$;
- распределение интенсивности лазерного луча в плоскости z является гауссовым с эффективным радиусом (размером пятна) w_0 , который представляет ширину луча по уровню $1/e$ от пика на ось луча, как показано на рисунке 3.2;
- кривизна фазового фронта принимается параболической для коллимированной, сходящейся и расходящейся форм луча (рисунок 3.3).

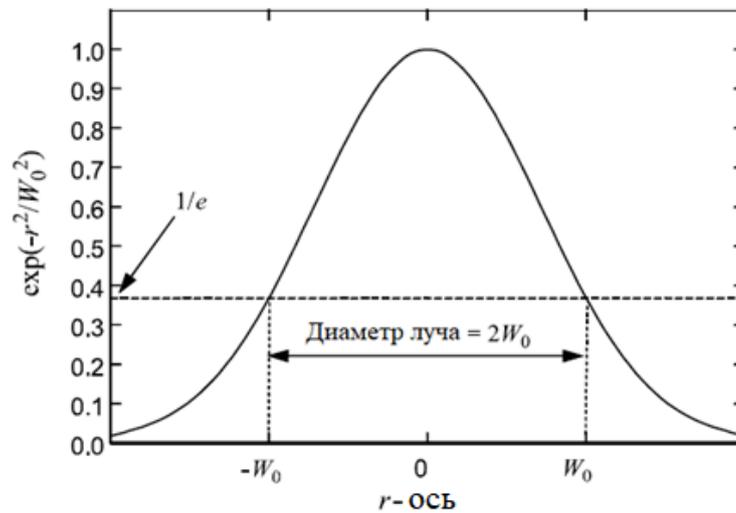


Рисунок 3.2 – Профиль интенсивности гауссова пучка

При $z = 0$ имеет амплитуду a_0 $[(Вт/м^2)^{1/2}]$ на оптической оси ($r = 0$). Электрическое поле оптической волны, имеющей единичную амплитуду и распространяющейся вдоль оси z в свободном пространстве определяется выражением [42, 167]

$$U_0(r, 0) = a_0 \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{w_0^2} - \frac{i \cdot k \cdot r^2}{2 \cdot F_0}\right) = a_0 \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \cdot \alpha_0 \cdot k \cdot r^2\right).$$

Здесь $r = \sqrt{x^2 + y^2}$ представляет поперечное расстояние от центральной линии луча. Величина α_0 представляет комплексный параметр $j = \sqrt{-1}$, связанный с шириной луча передатчика и радиусом кривизны фазового фронта:

$$\alpha_0 = \frac{2}{k \cdot w_0^2} + j \frac{1}{F_0}.$$

После распространения на расстояние L от передатчика оптическое поле в свободном пространстве в плоскости приёмника при $z = L$ [42]

$$U_0(r, L) = \frac{\exp(j \cdot k \cdot L)}{\Theta_n + j \cdot \Lambda_n} \cdot \exp\left(-\frac{r^2}{w_L^2} - \frac{i \cdot k \cdot r^2}{2 \cdot F_L}\right),$$

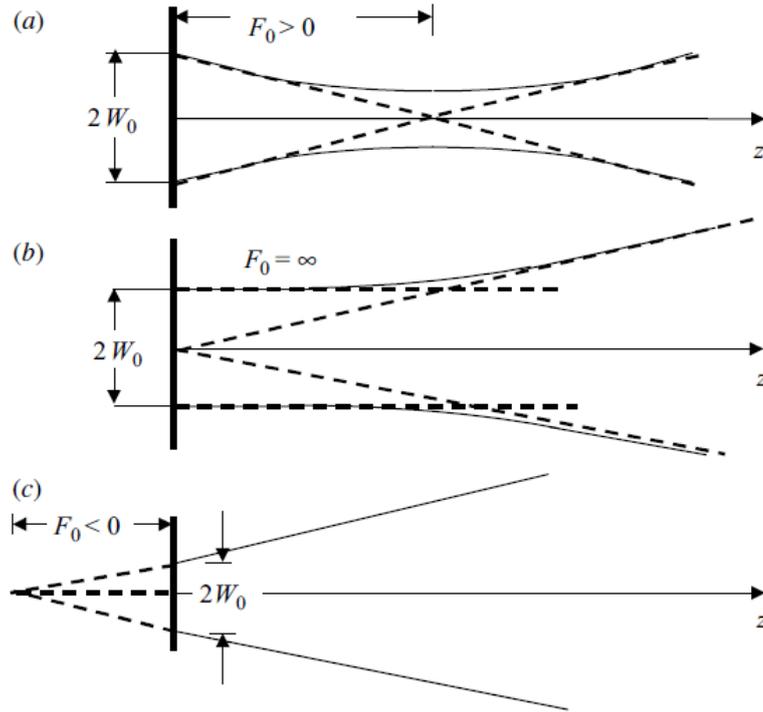


Рисунок 3.3 – Гауссовы пучки низшего порядка с эффективным радиусом w_0 и радиусом кривизны фазового фронта F_0 для сходящейся (а), коллимированной (б) и расходящейся (в) форм луча

Безразмерный параметр луча передатчика задаются выражением [173]

$$\Theta_n = 1 - \frac{L}{F_0}, \Lambda_n = \frac{2 \cdot L}{k \cdot w_0^2}.$$

Параметр кривизны Θ_n характеризует преломляющие (фокусирующие) свойства с точки зрения отклонения кривизны волнового фронта от оптимального условия фокусировки $F_0 = L$, тогда как коэффициент Френеля Λ_n отображает дифракционные изменения осевой амплитуды гауссова пучка. Ширина луча w_L и радиус кривизны фазового фронта F_L в приемной плоскости выражаются через нормированные составляющие

$$w_L = w_0 \cdot \sqrt{\Theta_n^2 + \Lambda_n^2}; \quad F_L = \frac{L \cdot (\Theta_n^2 + \Lambda_n^2)}{\Theta_n \cdot (1 - \Theta_n) - \Lambda_n^2}.$$

В случае коллимированного пучка параметры w_L и F_L могут быть описаны как функция от L с помощью известных выражений [173]

$$w_L = \sqrt{W_0^2 + \frac{\lambda^2 \cdot z^2}{\pi^2 \cdot W_0^2}}; \quad F_L = L \cdot \sqrt{1 + \frac{\pi \cdot W_0^2}{\lambda \cdot L}},$$

Интенсивность оптической волны зависит от осевого z и радиального r расстояний. При этом средняя интенсивность на приёмнике равна [42, 173]

$$I(r, L) = I(0, L) \cdot \exp\left(-\frac{2 \cdot r^2}{w_L^2}\right)$$

определяется интенсивностью на оси пучка

$$I(0, L) = \frac{w_0^2}{w_L^2} = \frac{1}{\theta_n^2 + \Lambda_n^2}$$

Интенсивность оптической волны представляет квадрат амплитуды поля [42]. На радиальном расстоянии r от оптической оси интенсивность равна

$$I(r, L) = I_0 \cdot \left[\frac{W_0}{W}\right]^2 \cdot \exp\left[\frac{-2 \cdot r^2}{W^2}\right]$$

где $I_0 = I_0(0,0)$ — излучение передатчика на центральной линии луча, а верхний индекс 0 обозначает излучение в свободном пространстве (без турбулентности).

Сцинтилляция. Возникающие в результате неравномерности пространственно-временного перераспределения показателя преломления атмосферы ответственны за случайные флуктуации интенсивности оптического лазерного луча. Явление известно как мерцания.

Теоретические трактовки временных флуктуаций интенсивности в значительной степени основаны на классической теории турбулентности Колмогорова [42], которая опирается на анализ изотропных полей скоростей и предсказания спектров скоростей и структурных функций скорости в инерционном поддиапазоне. С помощью статистического подхода обнаружено, что подкласс оптической турбулентности в пределах инерциального поддиапазона, определяемый как диапазон размеров турбулентных ячеек, ограниченный сверху внешней шкалой L_0 и снизу внутренней шкалой l_0 , имеет некоторую степень статистической согласованности. Таким образом допускаются дальнейшие математические упрощения и приближения.

Поскольку оптическая турбулентность является нелинейным процессом, для описания структуры атмосферной турбулентности удобно использовать каскадную теорию турбулентности. При наличии турбулентных ветров с возрастающими скоростями в атмосфере создаются локальные неустойчивые воздушные массы с характерными размерами, несколько меньшими, чем исходный поток, и не зависящими от него. Под действием сил инерции, возникающих в результате сдвига ветра или конвекции, турбулентные вихри

более крупного масштаба распадаются на более мелкие турбулентные вихри, чтобы образовать континуум вихревых размеров для передачи энергии от макромасштаба L_0 (внешнего масштаба) до микромасштаба l_0 (внутреннего масштаба турбулентности). Семейство турбулентных вихрей, ограниченных сверху внешним L_0 , а снизу внутренним l_0 масштабом составляет инерционный поддиапазон, вытекающий из теории Колмогорова. Это демонстрирует важные характеристики статистической однородности и изотропии. Следовательно, среднее значение стохастического поля постоянно, а межточечные корреляции между случайными флуктуациями поля не зависят от выбранных точек наблюдения, а зависят только от величины их векторного разделения.

Продольная структурная функция скорости ветра (параллельно вектору R_p , соединяющему две точки наблюдения) определяется выражением:

$$D_{RR}(R_p) = \{(V_1 - V_2)^2\} = \begin{bmatrix} C_v^2 \cdot l_0^{-4/3} \cdot R_p^2, & 0 \ll R_p \ll l_0 \\ C_v^2 \cdot R_p^{2/3}, & l_0 \ll R_p \ll L_0 \end{bmatrix},$$

где V_1 и V_2 представляют компоненты скорости в двух точках, разделенных расстоянием R_p , а C_v^2 обозначает постоянную структуры скорости (в $\text{м}^{4/3}/\text{с}^2$).

При $l_0 \ll R_p \ll L_0$ продольная структурная функция характеризуется степенным законом $2/3$; тогда как квадратичное поведение отмечается при мелкомасштабных размерах турбулентных ячеек $R_p \ll l_0$. Константа структуры скорости C_v^2 связана со средней скоростью диссипации энергии ε (в единицах $\text{м}^2/\text{с}^3$) соотношением $C_v^2 = 2 \cdot \varepsilon^{2/3}$. Величина l_0 обычно порядка колмогоровского микромасштаба η_k , т.е. $l_0 \sim \eta_k = \left(\frac{v_k^3}{\varepsilon}\right)^{1/4}$ где v_k напоминает кинематическую вязкость.

Обратная зависимость между l_0 и ε показывает, что сильная турбулентность имеет меньшие внутренние масштабы, тогда как слабая турбулентность имеет более крупные внутренние масштабы.

С другой стороны, L_0 является функцией $\sqrt{\varepsilon}$ и прямо пропорционально силе турбулентности. В случае статистически однородных и изотропных флуктуаций температуры теория Колмогорова определяет структурную функцию следующим образом:

$$D_T(R_p) = \{(T_1 - T_2)^2\} = \begin{bmatrix} C_T^2 \cdot l_0^{-4/3} \cdot R_p^2, & 0 \ll R_p \ll l_0 \\ C_T^2 \cdot R_p^{2/3}, & l_0 \ll R_p \ll L_0 \end{bmatrix},$$

где T_1 и T_2 - температуры в двух точках, разделенных расстоянием R_p , а C_T^2 структурная постоянная температуры (в единицах $\text{deg}^2 \text{ м}^{-2/3}$).

Величина l_0 мелкомасштабных пульсаций температуры, образующих нижнюю границу инерционно-конвективного диапазона ($l_0 \ll R_p \ll L_0$), имеет тот же порядок величины, что и внутренний масштаб пульсаций скорости [168]:

$$l_0 = 5.8 \left(\frac{D_H^3}{\varepsilon} \right)^{1/4},$$

где D_H - коэффициент диффузии тепла в воздухе (в единицах $\text{м}^2 \text{ с}^{-1}$).

Комбинированное воздействие мелкомасштабных колебаний температуры и турбулентных вихрей вызывает случайное поведение показателя преломления n . Для статистически однородной и изотропной турбулентности структурная функция демонстрирует асимптотическое поведение:

$$D_n(R_p) = \begin{cases} C_n^2 \cdot l_0^{-4/3} \cdot R_p^2, & 0 \ll R_p \ll l_0 \\ C_n^2 \cdot R_p^{2/3}, & l_0 \ll R_p \ll L_0 \end{cases}.$$

Структурный параметр показателя преломления C_n^2 физически интерпретируется как мера флуктуаций показателя преломления

$$C_n^2 = \left(79 \times 10^{-6} \cdot \frac{P}{T^2} \right)^2 \cdot C_T^2.$$

Значения C_n^2 обычно колеблются от $10^{-17} \text{ м}^{-2/3}$ для слабой турбулентности и до $10^{-13} \text{ м}^{-2/3}$ в случае сильной турбулентности и считаются постоянными в течение коротких интервалов времени при фиксированном распространении.

Влияние высоты спутника над уровнем земли. Для вертикальных или наклонных путей распространения структурный параметр показателя преломления изменяется в зависимости от высоты над Землёй и определяется из модели Hufnagel-Valley [168].

Индекс мерцаний [169] представляет надёжную статистическую количественную меру флуктуаций интенсивности I излучения лазерного луча из-за атмосферной турбулентности, определяемый как:

$$\sigma_I^2 = \frac{\langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2}{\langle I \rangle^2} = \frac{\langle I^2 \rangle}{\langle I \rangle^2} - 1$$

где $\langle \cdot \rangle$ обозначает усреднение по ансамблю, эквивалентное долговременному усреднению в предположении эргодического процесса.

Мерцания, вызванные слабой, умеренной и сильной атмосферной турбулентностью обычно различают по значениям дисперсии Рытова:

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

Условия слабой флуктуации излучение обычно связаны с $\sigma_R^2 < 1$, при котором индекс мерцаний пропорционален дисперсии Рытова. Физически индекс здесь определяется случайными возмущениями оптической интенсивности неограниченной плоской волны. С другой стороны, сценарии умеренных колебаний описываются $\sigma_R^2 \sim 1$, тогда как сильные колебания связаны с $\sigma_R^2 \gg 1$. Режим насыщения соответствует асимптотическому пределу $\sigma_R^2 \rightarrow \infty$.

Резюме. Проанализированы три модели распространения оптического сигнала через атмосферный канал: в виде плоской волны, сферической волны и волны гауссова пучка. Обосновано применение модели волны гауссова пучка для анализа распространения волн когерентного гауссова лазерного луча. Выявлены возмущающие факторы для лазерного луча на трассе Земля-спутник в условиях атмосферной турбулентности. Дана оценка влияния эффектов сцинтилляции и мерцания оптического излучения, возникающих в результате атмосферной турбулентности, а также высоты орбиты спутника.

3.4 Модель распределения интенсивности излучения при эффекте мерцания в турбулентной атмосфере

Эвристическая модель мерцаний, разработанная для распределения интенсивности излучения, представляет гамма-гамма PDF [55]. Модель гамма-гамма предполагала, что как крупномасштабные, так и мелкомасштабные флуктуации подчиняются гамма-распределению [170]. В отличие от К-распределения, гамма-гамма-распределение имеет два параметра, один из которых представляет эффективное число крупномасштабных рассеивателей, а другой — количество мелкомасштабных рассеивателей [170]. Эти параметры напрямую связаны с измеренными параметрами атмосферы C_n^2 и l_0 . Распределение гамма-гамма сводится к распределению К, когда либо α , либо β равны единице. В насыщенной турбулентности число мелкомасштабных рассеивателей приближается к единице, а число крупномасштабных рассеивателей становится бесконечным, что сводит распределение гамма-гамма к отрицательному экспоненциальному распределению.

Другой способ визуализировать модель гамма-гамма — смоделировать крупномасштабные и мелкомасштабные рассеиватели на пути как редкие события, т. е. два независимых пуассоновских процесса. Расстояние между

событиями в пуассоновском процессе подчиняется экспоненциальному распределению. Предполагая целое число крупномасштабных и мелкомасштабных рассеивателей, полученная излучение представляет модуляцию двух дискретных сумм экспоненциальных распределений. Предполагая, что все крупномасштабные рассеиватели независимы и имеют равные средние значения, а все мелкомасштабные рассеиватели независимы и имеют равные средние значения, дискретная сумма экспонент сводится к гамма-распределению. Напомним, что гамма-распределение можно рассматривать как сумму целого числа независимых экспоненциальных распределений с равными средними значениями. Следовательно, полученное излучение является модуляцией двух гамма-распределений. Сгенерированные данные как для плоских, так и для сферических волн в слабой и сильной турбулентности поддерживают гамма-гамма PDF [113]. Сравнение с данными о плоских волнах свидетельствует в пользу гамма-гамма-распределения по сравнению с логнормальным распределением в условиях слабой турбулентности [42, 4, 170]. Сравнение с данными о плоской волне для гамма-гамма-распределения и К-распределения в условиях сильной турбулентности даёт практически идентичные результаты [42, 4, 170].

Распределение гамма-гамма также хорошо согласовывалось с данными при учёте эффектов внутреннего масштаба [42, 4, 170]. Сравнение с данными о сферических волнах в слабой и сильной турбулентности для распределения гамма-гамма при отсутствии внутреннего масштаба показывает хорошее согласие и хорошее сравнение с распределением LNMR [42, 4, 170]. Когда учитываются эффекты внутреннего масштаба, соответствие распределения гамма-гамма данным улучшается [42, 4, 170]. Сравнение с данными сферических волн в умеренной турбулентности дало худшее соответствие, чем распределение LNMR, когда параметры распределения гамма-гамма выбраны на основе параметров атмосферы [42, 4, 170].

Расхождения в данных моделирования и распределении гамма-гамма могут быть объяснены с учётом эффектов внешнего масштаба; которые присущи данным моделирования из-за численного размера сетки [42, 171]. Недавние экспериментальные измерения как со сферическими волнами, так и с лучевыми волнами подтверждают гамма-гамма PDF [171, 116, 172]. Однако данные свидетельствуют о том, что гамма-гамма PDF не может должным образом учитывать эффекты усреднения апертуры [116]. Данные моделирования для

частично когерентного пучка также показали хорошее согласие с гамма-гамма PDF во всех режимах турбулентности [173].

Эта модель, предложенная Эндрюсом в [4], основана на процессе модуляции, в котором предполагается, что флуктуация светового излучения, пересекающего турбулентную атмосферу, состоит из мелкомасштабных (рассеяние) и крупномасштабных (преломление) эффектов. Первый включает вклады из-за вихрей/ячеек, меньших, чем зона Френеля, $R_F = (L/k)^{1/2}$ или радиус когерентности ρ_0 , в зависимости от того, что меньше. С другой стороны, крупномасштабные флуктуации генерируются турбулентными вихрями, большими, чем у первой зоны Френеля или рассеивающего диска, в зависимости от того, что больше. Предполагается, что мелкомасштабные вихри модулируются крупномасштабными вихрями. Следовательно, нормированная интенсивность излучения $I = I_x \cdot I_y$, определяется как произведение двух статистически независимых случайных процессов I_x и I_y .

Интенсивности I_x и I_y возникают из-за крупномасштабных и мелкомасштабных турбулентных вихрей соответственно они, согласно [4, 42, 170], подчиняются гамма-распределению. Таким образом, их PDF-файлы задаются:

$$P(I_x) = \frac{\alpha \cdot (\alpha \cdot I_x)^{\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \exp(-\alpha \cdot I_x); \quad I_x > 0, \alpha > 0,$$

$$P(I_y) = \frac{\beta \cdot (\beta \cdot I_y)^{\beta-1}}{\Gamma(\beta)} \exp(-\beta \cdot I_y); \quad I_y > 0, \beta > 0,$$

Зафиксировав и используя замену переменной $I_y = I/I_x$, можно получить условную плотность вероятности

$$P(I/I_x) = \frac{\beta \cdot (\beta \cdot I/I_x)^{\beta-1}}{I_x \cdot \Gamma(\beta)} \exp(-\beta \cdot I/I_x); \quad I > 0.$$

Усредняя условную вероятность $P(I/I_x)$ по статистическому распределению I_x , находим функцию распределения гамма-гамма интенсивности излучения

$$P(I) = \frac{2 \cdot (\alpha \cdot \beta)^{(\alpha+\beta)/2}}{\Gamma(\alpha) \cdot \Gamma(\beta)} I^{\{(\alpha+\beta)/2\}-1} K_{\alpha-\beta}(2 \cdot \sqrt{\alpha \cdot \beta \cdot I}) \quad I > 0 \quad (3.2)$$

где α и β соответственно представляют эффективное количество крупно- и мелкомасштабных вихрей процесса рассеяния; $K_n(\cdot)$ - модифицированная функция Бесселя 2-го рода порядка n ; $\Gamma(\cdot)$ - гамма-функция.

Если оптическое излучение в приёмнике представляет плоскую волну, то два параметра α и β , характеризующие флуктуацию PDF интенсивности излучения, связаны с атмосферными условиями соотношением [174]:

$$\alpha = \left\{ \exp \left[\frac{0,49 \cdot \sigma_R^2}{(1 + 1,11 \cdot \sigma_R^{12/5})^{7/6}} \right] - 1 \right\}^{-1}$$

$$\beta = \left\{ \exp \left[\frac{0,51 \cdot \sigma_R^2}{(1 + 0,69 \cdot \sigma_R^{12/5})^{5/6}} \right] - 1 \right\}^{-1},$$

В то время как индекс мерцания определяется по формуле:

$$\sigma_I^2(L) = \exp \left(\frac{0,49 \cdot \sigma_R^2}{(1 + 1,11 \cdot \sigma_R^{12/5})^{7/6}} + \frac{0,51 \cdot \sigma_R^2}{(1 + 0,69 \cdot \sigma_R^{12/5})^{5/6}} \right) - 1,$$

Вероятностное распределение гамма-гамма-функции модели атмосферной турбулентности в зависимости от интенсивности излучения дано на рисунке 3.5.

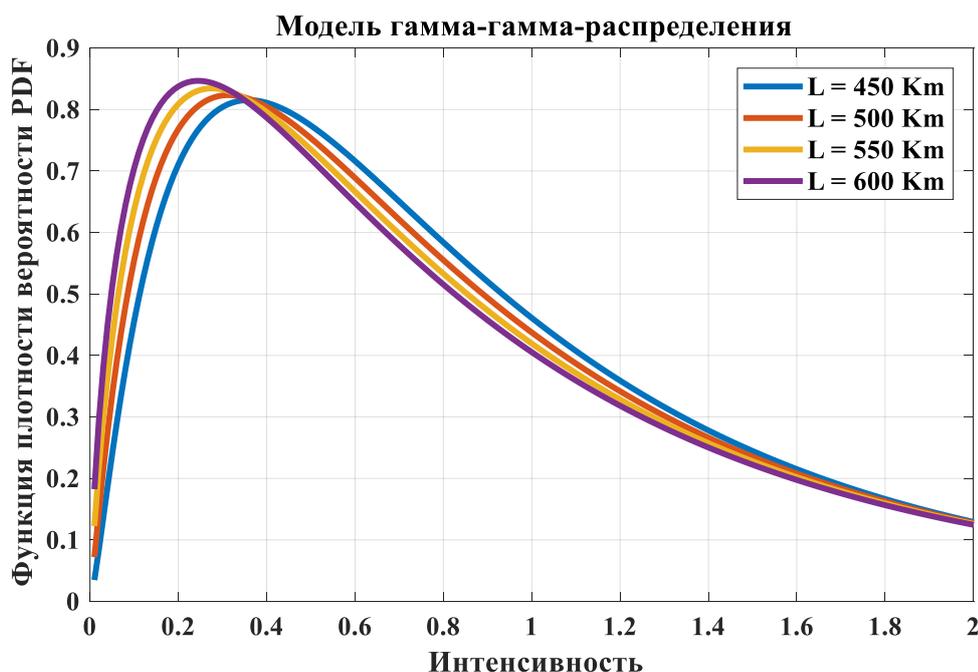


Рисунок 3.4 – Функция плотности вероятности интенсивности излучения на разном расстоянии от наземной станции

Дисперсия Рытова используется при изучении распространения плоских или сферических волн в колмогоровском спектре. Спектр Колмогорова представляет собой соответствующую спектральную плотность мощности для флуктуаций показателя преломления в инерционном поддиапазоне.

Параметр σ_R^2 представляет дисперсию Рытова, определяемую выражением $\sigma_R^2 = 1,23C_n^2 k^{7/6} L^{11/6}$, Параметр C_n^2 изменяется от 10^{-17} до 10^{-13} м^{-2/3} в соответствии с условиями атмосферной турбулентности.

Модель гамма-гамма-турбулентности справедлива для всех сценариев турбулентности от слабой до сильной.

Мерцание увеличивается до тех пор, пока не будет достигнут режим фокусировки. По мере дальнейшего распространения луч теряет пространственную когерентность, ослабляя эффект фокусировки, и тем самым уменьшая мерцание. Большие масштабы недостаточно сильны, чтобы сфокусировать луч, потому что луч потерял когерентность.

На индекс мерцаний влияют как внутренний, так и внешний масштабы оптической турбулентности. Эффекты внутреннего масштаба заметны при турбулентности от слабой до умеренной и вызывают рост индекса мерцаний при увеличении размера вихря [173]. Эффекты внешнего масштаба проявляются при сильной турбулентности и уменьшают показатель мерцаний из-за слабого фокусирующего действия более крупных вихрей [173].

Резюме. В качестве модели распределения интенсивности излучения при эффекте мерцания в турбулентной атмосфере для оптических систем выбрана гамма-гамма модель, которая справедлива как для крупномасштабных, так и для мелкомасштабных флуктуациях. Выбор модели основан на том, что она имеет валидность, охватывающую как режимы слабой, так и сильной турбулентности.

3.5 Анализ влияния ошибки наведения на параметры лазерного спутникового канала

Потери, возникающие из-за ошибок наведения (нацеливания) оптических антенных комплексов передатчика и приёмника, называются потерями наведения. Большая потери энергии из-за ошибок наведения может привести к недопустимым замираниям сигнала и значительно ухудшить производительность системы. Это связано с тем, что случайный джиттер платформы обычно намного больше, чем ширина луча передатчика. Следовательно, для уменьшения потерь из-за несоосности требуется очень точное обнаружение, наведение и отслеживание. Передаваемая мощность, которая выделяется для наведения оптического луча, не используется для связи. Поэтому очень желательно, чтобы потери из-за ошибок наведения при смещении

узкого лазерного луча были как можно меньше, чтобы для связи была доступна достаточная мощность. Желательно получить систему наведения с точностью до микро радиан за счёт использования инерциальных датчиков, решёток в фокальной плоскости и рулевого зеркала.

Пространственная съёмка бортового спутникового терминала с помощью узкого лазерного луча является очень сложной задачей. Прежде чем начнётся фактическая передача данных, наземный приёмный терминал сначала должен установить связь со спутником. Этого можно добиться, используя лазерный сигнал радиомаяка с достаточной расходимостью луча, что позволяет излучаемой мощности осуществлять поиск в пределах области неопределённости приёмника. Область неопределённости обычно больше, чем расходимость луча, необходимая для обнаружения. Лазерный сигнал принимается спутником, который одновременно ищет лазерный сигнал.

Захват требует поиска в области неопределённости, чтобы найти и установить связь между наземной станцией и удалённым космическим спутником. Большая область неопределённости и узкая расходимость луча могут привести к неоправданно долгому времени сбора данных. Начальная область неопределённости по телесному углу зависит от различных ошибок [175]. Эти ошибки представляют комбинацию неопределённостей пространственного положения и эфемерид в спутниковой навигационной системе и выражаются в виде неопределённостей азимута и возвышения.

Ошибки слежения и наведения играют важную роль в работе системы связи FSO. Общая ошибка наведения представляет сумму ошибок слежения и наведения, которые можно смоделировать как распределённые по Гауссу случайные величины. Основным фактором ошибки отслеживания является угловое дрожание. Помимо углового дрожания, есть ещё один источник шума, который включает остаточное дрожание систем подвеса, которое не может быть отслежено рулевыми зеркалами с быстрым лучом.

Узкая расходимость лазерного луча требует точного взаимного наведения лазерных лучей. Точное наведение луча делает наведение лазерных луча на движущийся объект (например, спутник, движущийся по орбите) или от него одним из самых сложных процессов оптической космической связи. Одним из важнейших моментов является точное согласование между передатчиком и приёмником для системы оптической связи в свободном пространстве. Действительно, лазерный луч имеет меньшую ширину, чем микроволновый. При

работе с узкой шириной луча в сочетании со значительным расстоянием связи между спутниками для системы лазерной связи необходима юстировка по линии прямой видимости, а ошибка юстировки передатчика и приёмника (ошибка наведения) может серьёзно повлиять на производительность система лазерной связи. Значительная ошибка наведения может, в конечном итоге, снизить мощность принимаемого сигнала и привести к значительной вероятности ошибок бит.

Существует множество источников ошибки наведения: неопределённость ориентации, механическая вибрация базовой рамы спутника и нарушения вращения спутниковой платформы. Кроме того, неопределённость в наведении лазерного луча между спутниками зависит от шума датчика слежения, ошибок синхронизации сигнала и ошибок вычислений.

Ошибка наведения спутника может быть статистически описана распределением Гаусса для неопределённостей как азимута, так и высоты [8]. Функция плотности вероятности (PDF) угла ошибки наведения по высоте θ_V задаётся как

$$P(\theta_V) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_V} \exp \left[-\frac{(\theta_V - \mu_V)^2}{2 \cdot \sigma_V^2} \right], \quad (3.3)$$

где μ_V и σ_V — среднее значение и стандартное отклонение угла ошибки.

PDF угла ошибки наведения по азимуту θ_H определяется выражением

$$P(\theta_H) = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot \pi} \cdot \sigma_H} \exp \left[-\frac{(\theta_H - \mu_H)^2}{2 \cdot \sigma_H^2} \right], \quad (3.4)$$

где μ_H и σ_H — среднее значение и стандартное отклонение угла ошибки.

Угол ошибки радиального наведения θ определяется выражением

$$\theta = \sqrt{\theta_H^2 + \theta_V^2}.$$

Для простоты предполагаем, что стандартное отклонение углов места и азимута равны, так что стандартное отклонение угла ошибки наведения $\sigma_\theta = \sigma_H = \sigma_V$. Кроме того, предполагая, что азимут и возвышение имеют нулевое среднее, независимы и одинаково распределены, угол радиальной ошибки наведения может быть смоделирован как функция распределения плотности Райса [165]

$$P(\theta, \phi) = \frac{\theta}{\sigma_\theta^2} \exp \left(-\frac{\theta^2 + \phi^2}{2 \cdot \sigma_\theta^2} \right) \cdot I_0 \left(\frac{\theta \phi}{\sigma_\theta^2} \right),$$

где I_0 — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Когда угол ошибки смещения от центра \emptyset равен нулю, формула преобразовывается к хорошо известной функции распределения Рэлея для углов радиальной ошибки наведения передатчика θ_T и приёмника θ_R [176]

$$P(\theta_T) = \frac{\theta_T}{\sigma_{\theta_T}^2} \exp\left(-\frac{\theta_T^2}{2 \cdot \sigma_{\theta_T}^2}\right),$$

$$P(\theta_R) = \frac{\theta_T}{\sigma_{\theta_R}^2} \exp\left(-\frac{\theta_T^2}{2 \cdot \sigma_{\theta_R}^2}\right).$$

Функция распределения Рэлея используется для оценки оптической мощности, принимаемой приёмником. Поле неопределённости передатчика определяется как размер области неопределённости, сканируемой для целевого спутника. Поле неопределённости обычно зависит от отклонения положения целевого спутника и определяет вероятность захвата. Чтобы довести вероятность обнаружения до приемлемого уровня и сократить время сбора данных, необходимо определить оптимальный размер поля неопределённости.

Оптическая мощность, принимаемая приёмником, выражается уравнением дальности связи

$$P_R = P_T \times \eta_T \times G_T \times l_T \times \left(\frac{\lambda_{opt}}{4 \cdot \pi \cdot L}\right)^2 \times \eta_R \times G_R \times l_R, \quad (3.5)$$

Оптическая мощность определяется мощностью оптического излучения, генерируемого передатчиком P_T , эффективностью оптического передатчика η_T , усилением телескопа передатчика G_T , ошибкой наведения передатчика l_T , расстоянием между передатчиком и приёмником L , эффективностью оптического приёмника η_R ; коэффициентом усиления телескопа приёмника G_R и ошибкой наведения приёмника. l_R .

Коэффициенты усиления телескопов передатчика и приёмника с диаметрами D_T и D_R определяются выражениями

$$G_T = \left(\frac{\pi \cdot D_T}{\lambda_{opt}}\right)^2; \quad G_R = \left(\frac{\pi \cdot D_R}{\lambda_{opt}}\right)^2,$$

Заметим, что коэффициенты усиления телескопов могут быть различны для наземной и спутниковой станций. Потери наведения лазерного луча для передатчика и приёмника определяются следующим образом [164]

$$l_T = \exp(-G_T \cdot \theta_T^2); \quad l_R = \exp(-G_R \cdot \theta_R^2),$$

Подставляя в (3.5), находим [179]

$$P_R = P_T \eta_T \eta_R \left(\frac{\pi \cdot D_T D_R}{4 \cdot \lambda_{opt} L} \right)^2 \exp \left[- \left(\frac{\pi \cdot D_T}{\lambda_{opt}} \right)^2 \theta_T^2 - \left(\frac{\pi \cdot D_R}{\lambda_{opt}} \right)^2 \theta_R^2 \right], \quad (3.6)$$

Резюме. Наведение лазерного луча на движущийся объект является одним из самых сложных процессов для оптической космической связи. Предложена математическая модель для оценки влияния ошибки наведения на связь по восходящей линии от наземной станции к спутнику. Полученные соотношения позволяют получать количественную оценку влияния ошибок наведения на снижение интенсивности принимаемого спутником оптического излучения при различных орбитах спутников, диаметрах и эффективности оптических телескопов.

3.6 Количественная оценка влияния турбулентной атмосферы и оптического телескопа спутника на принимаемую мощность оптического излучения.

Полученные выше соотношения позволяют перейти к комплексной количественной оценке влияния на принимаемую мощность оптического излучения атмосферной турбулентности, ошибки наведения и диаметра принимаемой антенны при передаче лазерного сигнала между наземной станцией и спутником для системы лазерной связи. Параметры анализируемого атмосферного канала представлены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры атмосферного канала

| Параметр | Значение параметра |
|--|--------------------|
| Длина волны, нм | 1550 |
| Мощность излучения передатчика (дБм) | 2 |
| Диаметр антенны передатчика, мм | 100 |
| Диаметр антенны приёмника, мм | 100, 120, 140 |
| Эффективность передатчика и приёмника | 0.8 |
| Угол ошибки наведения передатчика и приёмника, мкрад | 0; 1; 2 |
| Дополнительные потери на трассе Земля-ИСЗ, дБ | 1 |

В соответствии с параметрами атмосферного канала на рисунках 3.5 – 3.7 показаны зависимости принимаемой мощности оптического излучения (в дБм) от дальности канала в отсутствии атмосферной турбулентности при трех углах

ошибки наведения (0 ; 1 и 2 мкрад), диаметре апертуры передатчика 100 мм и трех значениях диаметра антенны приёмника (100 ; 120 и 140 мм).

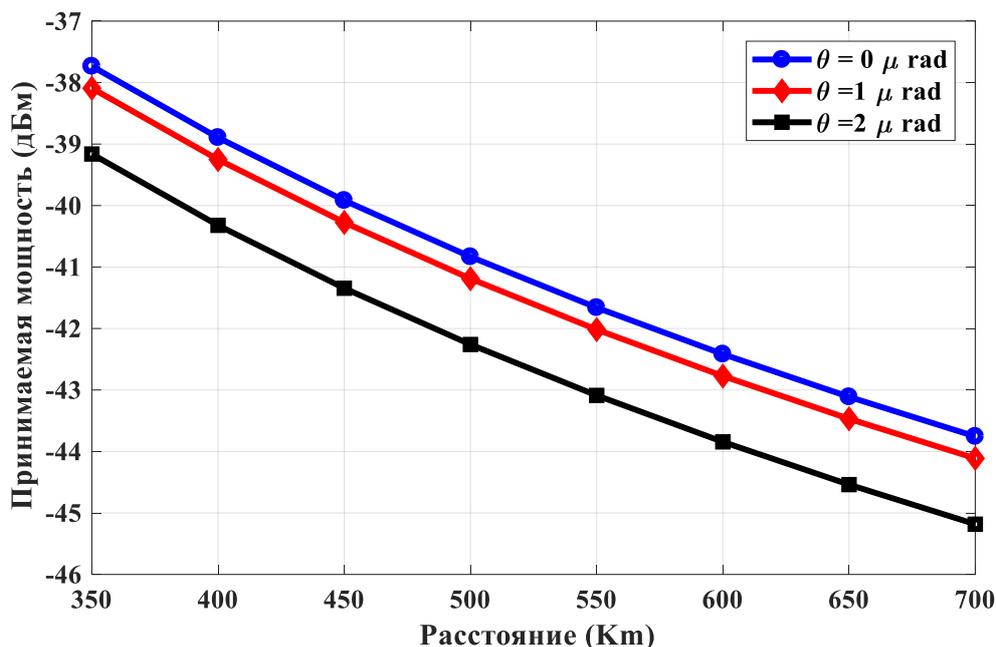


Рисунок 3.5 - Принимаемая мощность оптического излучения как функция протяжённости канала при отсутствии атмосферной турбулентности.
Диаметр антенны приёмника 100 мм

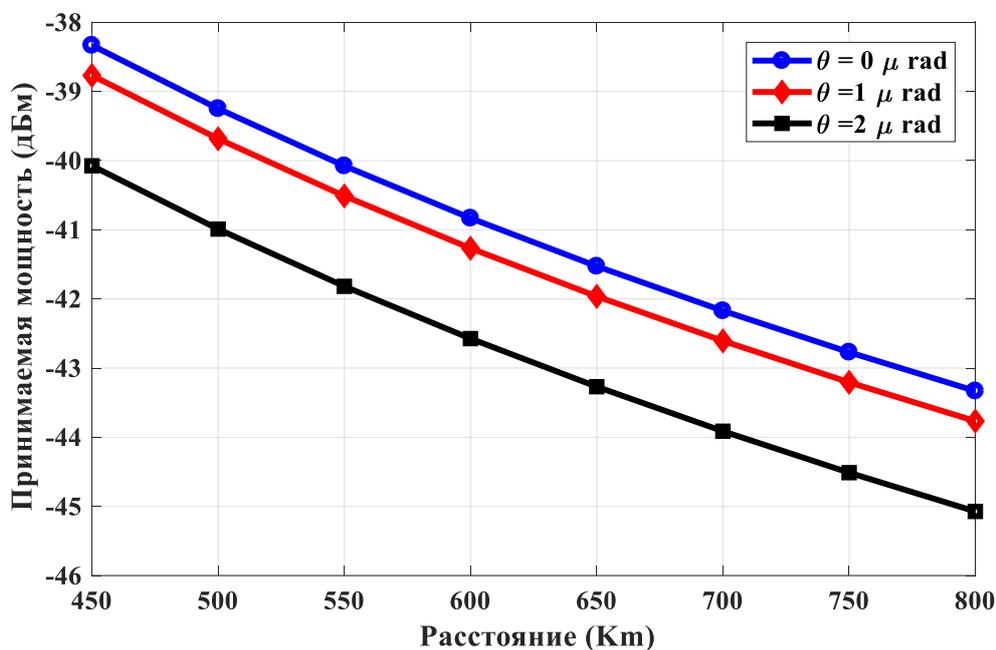


Рисунок 3.6 - Принимаемая мощность оптического излучения как функция протяжённости канала при отсутствии атмосферной турбулентности.
Диаметр антенны приёмника 120 мм

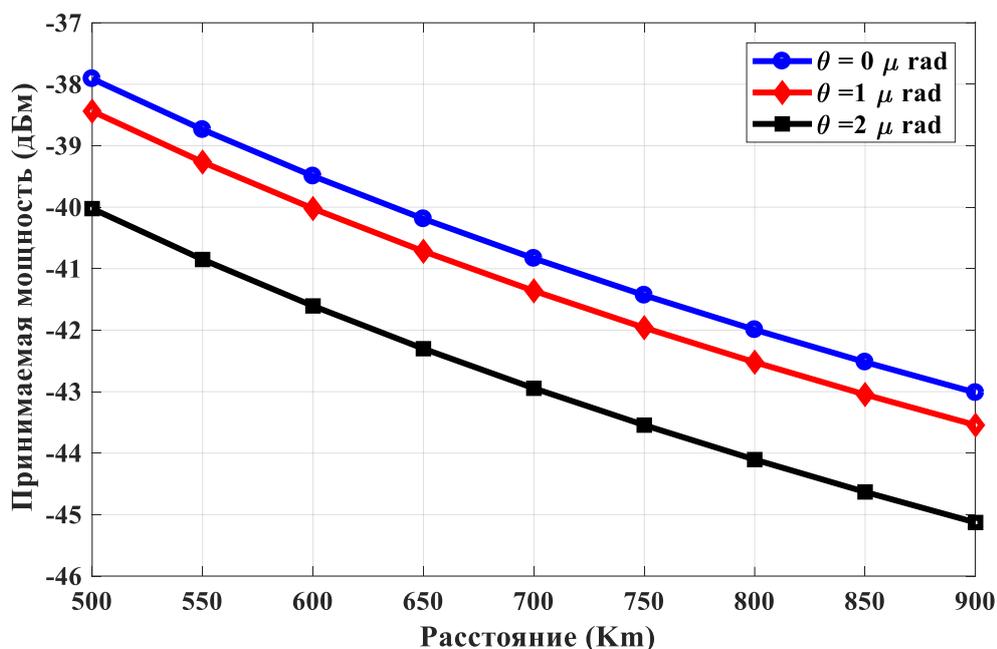


Рисунок 3.7 - Принимаемая мощность оптического излучения как функция протяжённости канала при отсутствии атмосферной турбулентности.

Диаметр антенны приёмника 140 мм

На рисунках отражено поведение принимаемой оптической мощности в зависимости от расстояния при углах ошибки наведения 0, 1, 2 мкрад и диаметре антенны приёмника 100, 120, 140 мм. Результат показывает снижение принимаемой оптической мощности при увеличении расстояния передачи. Без учёта атмосферной турбулентности на рисунке 3.5 показана дальность канала передачи от 350 до 700 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и диаметре антенны приёмника 100 мм. Принятая оптическая мощность на 350 км зарегистрирована (-37,73, -38,09 и -39,16 дБм), а на 700 км зарегистрирована (-43,75, -44,11 и -45,18 дБм) при угле ошибки наведения, равном 0, 1 и 2 соответственно. На рисунке 3.6 показан диапазон канала передачи от 450 до 800 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и диаметре апертуры приёмника 120 мм. Принятая оптическая мощность на 450 км зарегистрирована (-38,33, -38,77 и -40,07 дБм), а на 800 км зарегистрирована (-43,33, -43,77 Б и -45,07 дБм) при угле ошибки наведения, равном 0,1, 2 соответственно. На рисунке 3.7 показан диапазон дальности канала передачи от 500 до 900 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и диаметре апертуры приёмника 140 мм. Полученная оптическая мощность на 500 км зарегистрирована (-37,910, -38,438 и -40,022 дБм), а на 900 км (-43,01, -43,54 и -45,13 дБм) при угле ошибки наведения, равном 0, 1 и 2 мкрад соответственно.

Уровни принимаемой мощность оптического излучения подтверждают возможность работы спутниковой системе лазерной связи при передаче данных на расстояние до 700 км при диаметрах антенны передающего и приёмного телескопов 100 мм при отсутствии турбулентности в атмосфере. При диаметре антенны передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на расстояние 450 ... 800 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 900 км.

На рисунках 3.8 – 3.10 представлены зависимости принимаемой оптической мощности от дальности канала с учётом атмосферной турбулентности при углах ошибки наведения 0; 1 и 2 мкрад, диаметре антенны передатчика 100 мм и трех диаметрах антенны приёмника антенны Структурная характеристика показателя преломления принята равной $7,5885 \cdot 10^{-19} \text{ м}^{-2/3}$. На рисунке 3.8 показан диапазон канала передачи от 350 до 650 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и диаметре антенны приёмника 100 мм. Принятая оптическая мощность на 350 км зарегистрирована -38,18, -38,54 и -39,61 дБм, а на 650 км зарегистрирована -44,68, -45,04 и -46,11 дБм при угле ошибки наведения, равном 0,1, 2 соответственно. На рисунке 3.9 показан диапазон канала передачи от 400 до 650 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и диаметре антенны приёмника 120 мм. Принятая оптическая мощность на 400 км была зарегистрирована -37,956, -38,392 и -39,698 дБм, а на 650 км зарегистрирована -43,101, -43,536 и -44,842 дБм при угле ошибки наведения, равном 0,1, 2 соответственно. На рисунке 3.10 показан диапазон канала передачи от 450 до 700 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и диаметре апертуры приёмника 140 мм. Принятая оптическая мощность на 450 км зарегистрирована -37,842 дБм, -38,390 дБм и -39,954 дБм, а на 700 км зарегистрирована -42,557, -43,085 и -44,670 дБм при угле ошибки наведения, равном 0; 1 и 2 соответственно.

Принимаемые мощности оптического излучения после прохождения через атмосферу с высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления для трассы Земля-спутник, подтверждают возможность работы спутниковой системе лазерной связи при передаче данных на расстояние 350...650 км при диаметрах антенны передающего и приёмного телескопов 100 мм. При диаметре антенны передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна

передача данных на расстояние 400...650 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 700 км.

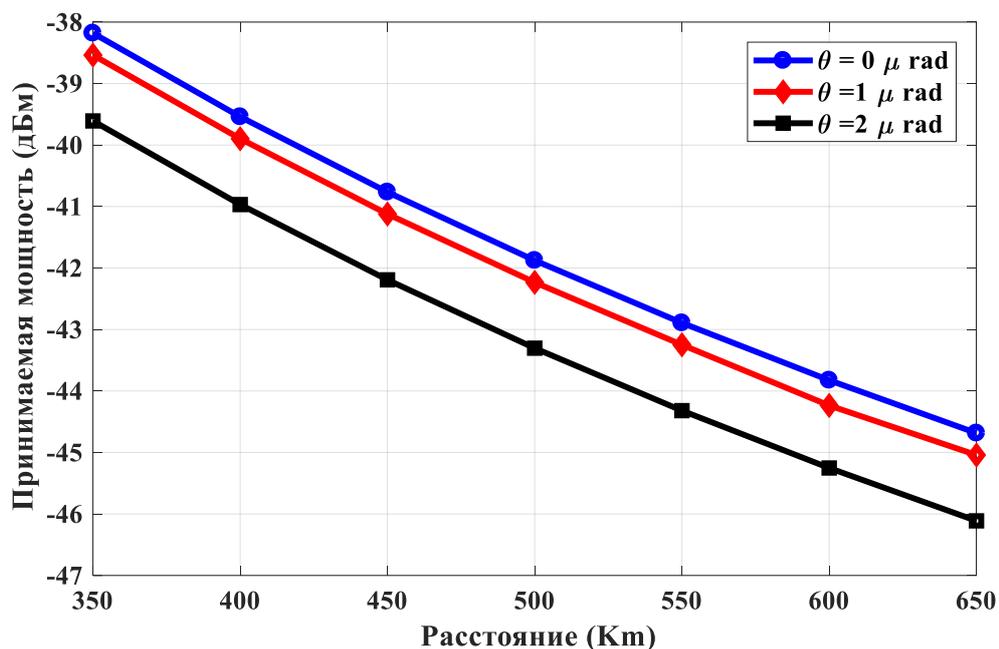


Рисунок 3.8 - Зависимость принимаемой оптической мощности от дальности канала при атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 100 мм

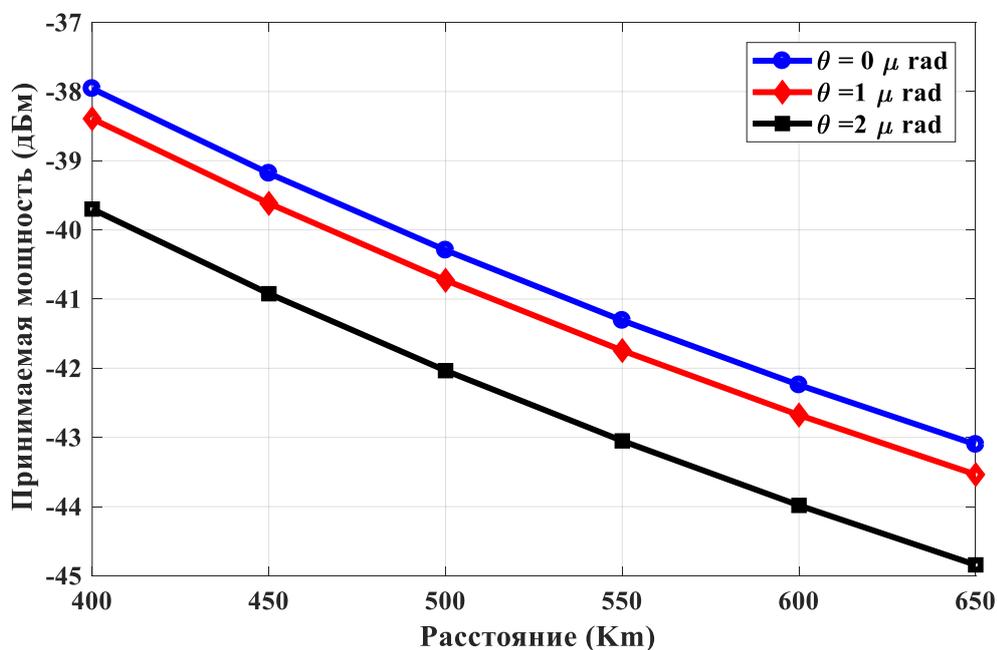


Рисунок 3.9 - Зависимость принимаемой оптической мощности от дальности канала при атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 120 мм

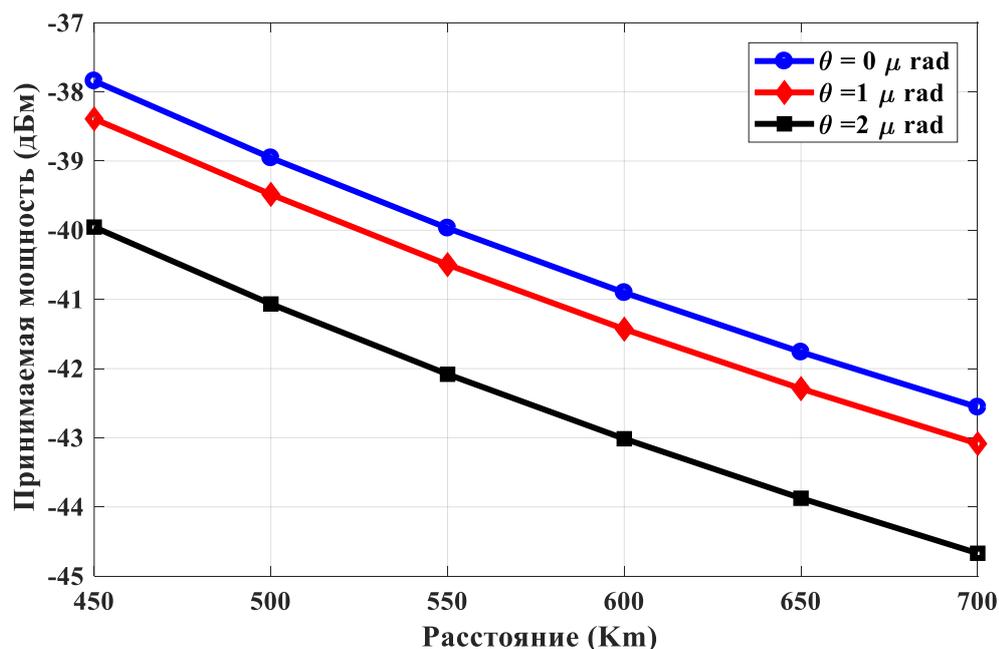


Рисунок 3.10 - Зависимость принимаемой оптической мощности от дальности канала при атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 140 мм

Сравнительный анализ графиков на рисунках 3.5 – 3.10 показывает, что из-за высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления для трассы Земля-спутник, дальность связи уменьшается с 900 до 700 км (на 30 %) при диаметре передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 140 мм.

Резюме. Дана оценка влияния на принимаемую оптическую мощность дальности канала связи при воздействии атмосферной турбулентности для трех углов ошибки наведения (0 ; 1 и 2 мкрад), диаметра антенны передатчика 100 мм и трех значений диаметра антенны приёмника (100; 120 и 140 мм) при передаче сигнала между наземной станцией и спутник для системы лазерной связи на основе высотной атмосферной турбулентности модели Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления.

3.7 Выводы

Предложена модель турбулентной атмосферы для трассы Земля-спутник, которая позволяет количественно оценивать атмосферные потери из-за комбинированных детерминированных эффектов поглощения света и рассеяния Рэля и Ми через фиксированные коэффициенты потерь для нескольких

состояний замираний канала FSO с помощью закона Берса-Ламберта. Хотя преднамеренное увеличение оптической мощности передачи представляет желательный подход для компенсации высокого затухания передаваемого оптического сигнала при распространении в пространстве, возможности этого подхода на спутниковой связи ограничены.

Обосновано использование модели Хафнагеля-Валли для описания структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере для трассы Земля-спутник. Проанализированы три модели распространения оптического сигнала через атмосферный канал: в виде плоской волны, сферической волны и волны гауссова пучка. Обосновано применение модели гауссова пучка для анализа распространения волн когерентного лазерного луча. Выявлены возмущающие факторы для лазерного луча на трассе Земля-спутник в условиях атмосферной турбулентности. Дана оценка влияния эффектов сцинтилляции и мерцания оптического излучения, возникающих в результате атмосферной турбулентности, а также высоты орбиты спутника.

В качестве модели распределения интенсивности излучения при эффекте мерцания в турбулентной атмосфере для оптических систем выбрана гамма-гамма модель, которая справедлива как для слабой, так и для сильной турбулентности.

Предложена математическая модель для оценки влияния ошибки наведения на связь по восходящей линии от наземной станции к спутнику. Использование предложенных моделей для интенсивности принимаемого оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник с учётом воздействия эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн позволяет количественно оценить снижение интенсивности принимаемого спутником оптического излучения при различных высотах орбит спутников, диаметрах и эффективности оптических телескопов. Принимаемую мощность определяют под влиянием таких параметров канала, как диаметр антенны приёмника (100; 120 и 140 мм) и угол ошибки наведения (1; 2 и 3 мкрад) в зависимости от расстояния, под действием атмосферной турбулентности со структурой показателя преломления $7,5885 \cdot 10^{-19} \text{ м}^{-2/3}$.

Принимаемая мощность оптического излучения подтверждает возможность работы лазерной системы спутниковой связи при передаче данных на расстояние до 700 км при диаметрах передающего и приёмного телескопов

100 мм при отсутствии турбулентности в атмосфере. При диаметрах передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на расстояние 450 ... 800 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 900 км.

Уровни принимаемой мощности оптического излучения после прохождения через атмосферу с высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления для трассы Земля-спутник, подтверждают возможность работы лазерной системы спутниковой связи при передаче данных на расстояние 350 ... 650 км при диаметрах передающего и приёмного телескопов 100 мм. При диаметре передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на расстояние 400 ... 650 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 700 км.

Показано, что из-за высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления для трассы Земля-спутник, дальность связи уменьшается с 900 до 700 км (на 30 %) при диаметре передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 140 мм.

Проведённый анализ позволяет утверждать, что использование предложенных высотных моделей атмосферной турбулентности для принимаемого оптического излучения позволяет количественно оценить влияние на интенсивность принимаемого оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник высоты орбит спутников, диаметров и коэффициентов передачи оптических телескопов, а также эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн.

4 ОЦЕНКА ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБОК БИТ В ЛАЗЕРНОЙ СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЕ КОММУНИКАЦИИ

4.1 Предыстория когерентного оптического приёмника в системе оптической коммуникации

С момента изобретения лазера усилия сосредоточены на методах, с помощью которых когерентные свойства лазерного излучения можно использовать для оптической связи. Когерентный приём обеспечит большую пропускную способность систем передачи, предоставляя возможность использования многоуровневой модуляции. Более того, когерентный приём открывает возможность использования цифровой обработки сигналов (DSP) в оптической связи. Действительно, при прямом фотодетектировании входящий сигнал регистрируется непосредственно фотодиодом, который отвечает за преобразование оптического излучения в электрический сигнал (мощности в ток). Эти фотодетекторы могут измерять только мощность сигнала, теряя его фазу. Для когерентного приёма входящая волна добавляется к другой оптической волне, исходящей от гетеродина (LO), прежде чем она будет принята фотодиодом. Сигнал, принимаемый когерентным фотодетектором, сохраняет как амплитуду, так и фазу сигнала.

Основная идея когерентного приёма заключается в смешивании сигнала с локальной оптической волной, что позволяет приёмнику получить амплитуду и фазу входящего сигнала. Такое смешивание позволяет повысить чувствительность приёмника на 20 дБ по сравнению с чувствительностью систем прямого фотодетектирования с модуляцией интенсивности.

Для когерентного приёма обнаружены следующие свойства [199]:

- чувствительность приёмника, ограниченная дробовым шумом, может быть достигнута при достаточной мощности гетеродина;
- возможность определения фазы может улучшить чувствительность приёмника.

Оба эти свойства улучшают чувствительность приёма, что приводит к увеличению расстояния между ретрансляторами. Более того, второе преимущество заключается в том, что он вводит многоуровневую модуляцию в оптической связи, что увеличивает пропускную способность систем. Второе свойство также позволяет использовать методы цифровой обработки сигналов

для компенсации искажений, которые в основном влияют на фазу сигнала в виде хроматической дисперсии или поляризационной модовой дисперсии.

Когерентный приём имеет ряд преимуществ перед прямым фотодетектированием. Одним из свойств когерентного приёмника является то, что он обеспечивает возможность использования цифровой обработки сигналов (DSP) после приёма сигнала. Используя методы DSP когерентный приёмник, способен компенсировать два традиционных недостатка оптической связи: хроматическую дисперсию и поляризационную модовую дисперсию. Он также используется для отслеживания фазы принимаемого сигнала.

Идея когерентного приёма схематически поясняется рисунком 4.1. Когерентное поле генерируется локально в приёмнике с помощью лазера с узкой шириной линии, называемого гетеродином (LO). Оно объединяется с помощью светоделителя с входящим оптическим полем

$$E_s(t) = A_s \exp[-i(\omega_0 \cdot t + \phi_s)], \quad (4.1)$$

имеющим несущую частоту ω_0 , амплитуду A_s и фазу ϕ_s .

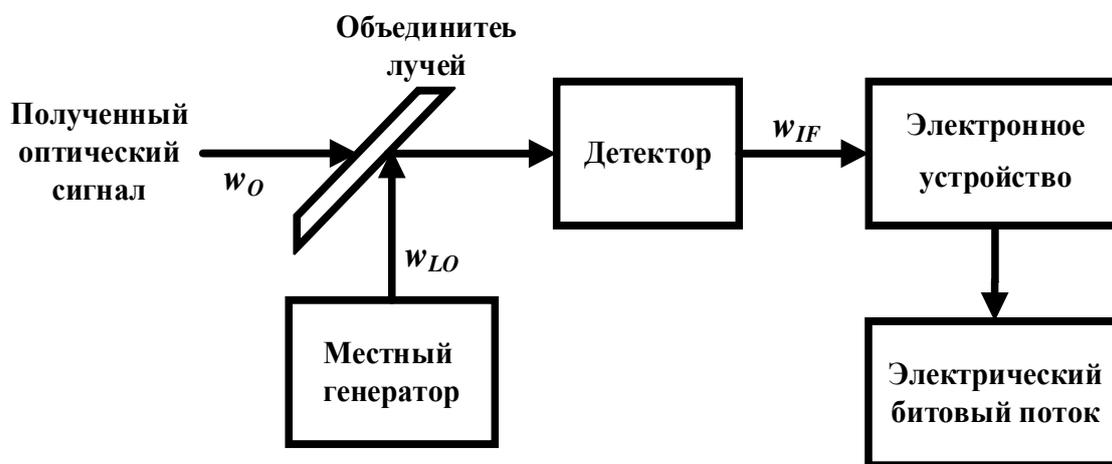


Рисунок 4.1- Схематическая иллюстрация схемы когерентного обнаружения

Оптическое поле, связанное с гетеродином, задается выражением

$$E_{LO}(t) = A_{LO} \exp[-i(\omega_{LO} \cdot t + \phi_{LO})] \quad (4.2)$$

где A_{LO} , ω_{LO} и ϕ_{LO} - амплитуда, частота и фаза гетеродина соответственно.

Скалярное обозначение используется как для E_s , так и для E_{LO} после предположения, что два поля одинаково поляризованы. Оптическая мощность,

падающая на фотодетектор, определяется выражением $P = |E_s + E_{LO}|^2$ с использованием уравнений (4.1) и (4.2)

$$P(t) = P_s + P_{LO} + 2 \cdot \sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO}), \quad (4.3)$$

где $P_s = A_s^2$ $P_{LO} = A_{LO}^2$ $\omega_{IF} = \omega_0 - \omega_{LO}$.

Частота $\nu_{IF} = \omega_{IF}/2 \cdot \pi$ известна как промежуточная частота (IF).

Полученный радиочастотный (RF) сигнал затем обрабатывается электронным способом для восстановления потока битов. Не всегда необходимо использовать промежуточную частоту. Фактически, существует два различных метода когерентного приёма на выбор, в зависимости от того, равна ли нулю частота ω_{IF} . Они известны как методы гомодинного и гетеродинного приёма.

Гомодинный приём. При гомодинном приёме частота гетеродина ω_{LO} выбирается так, чтобы она совпадала с несущей частотой сигнала ω_0 . Тогда $\omega_{IF} = 0$. Из (4.3) фототок $I = R_d \cdot P$ (R_d – чувствительность фотодетектора) определяется выражением

$$I(t) = R_d \cdot (P_s + P_{LO}) + 2 \cdot R_d \cdot \sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}} \cos(\phi_s - \phi_{LO}). \quad (4.4)$$

Обычно, $P_{LO} \gg P_s$ и $P_s + P_{LO} \approx P_{LO}$.

Последний член в уравнении (4.4) содержит передаваемую информацию и используется схемой принятия решения. Рассмотрим случай, когда фаза гетеродина привязана к фазе сигнала, так что $\phi_s = \phi_{LO}$. Гомодинный сигнал тогда определяется выражением

$$I_P(t) = 2 \cdot R_d \cdot \sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}}. \quad (4.5)$$

Основное преимущество гомодинного приёма видно из уравнения (4.5). Если учесть, что ток сигнала в случае прямого фотодетектирования определяется выражением $I_{dd}(t) = R_d \cdot P_s(t)$. Обозначая среднюю мощность сигнала через P_s , средняя электрическая мощность увеличивается в $4P_{LO}/P_s$ раз с использованием гомодинного приёма. Поскольку P_{LO} можно сделать намного большим, чем P_s , то повышение мощности может превысить 20 дБ.

Другое преимущество когерентного приёма очевидно из уравнения (4.4). Поскольку последний член в уравнении явно содержит фазу сигнала, можно восстановить переданные данные, используя фазу или частоту оптической несущей. Прямое фотодетектирование не позволяет этого сделать, поскольку вся информация в фазе сигнала теряется.

Недостатком гомодинного приёма также является его фазовая чувствительность. Поскольку последний член в уравнении (4.4) явно содержит фазу гетеродина ϕ_{LO} , очевидно, что ϕ_{LO} необходимо контролировать. В идеале ϕ_s и ϕ_{LO} должны оставаться постоянными, за исключением преднамеренной модуляции ϕ_s . На практике ϕ_s и ϕ_{LO} колеблются со временем случайным образом. Однако их разность $\phi_s - \phi_{LO}$ может оставаться почти постоянной с помощью оптической фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) гетеродина. Реализация ФАПЧ не проста и существенно усложняет конструкцию оптических гомодинных приёмников. Кроме того, согласование частот передатчика и гетеродина предъявляет жёсткие требования к двум оптическим источникам.

Гетеродинный приём. В случае гетеродинного приёма частота гетеродина ω_{LO} выбирается отличающейся от несущей частоты сигнала ω_0 так, чтобы промежуточная частота ω_{IF} находилась в микроволновом диапазоне $\nu_{IF} \sim 1$ ГГц. Используя уравнение (4.3), фототок $I = R_d \cdot P$ теперь определяется выражением [119]

$$I(t) = R_d \cdot (P_s + P_{LO}) + 2 \cdot R_d \cdot \sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cdot \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO}). \quad (4.6)$$

Поскольку на практике $P_{LO} \gg P_s$, член постоянного тока почти постоянен и его можно легко удалить с помощью полосовых фильтров. Затем гетеродинный сигнал задаётся переменным током (ac) в уравнении (4.6) или

$$I_{ac}(t) = 2 \cdot R_d \cdot \sqrt{P_s(t) \cdot P_{LO}} \cos(\omega_{IF}t + \phi_s - \phi_{LO}). \quad (4.7)$$

Как и в случае гомодинного приёма, информация может передаваться посредством амплитудной, фазовой или частотной модуляции оптической несущей. Гетеродин по-прежнему многократно усиливает принимаемый сигнал, тем самым улучшая отношение SNR [126]. Однако отношение сигнал/шум ниже в 2 раза (на 3 дБ) по сравнению с гомодинным приёмом. Это снижение называется штрафом за гетеродинный приём.

Преимущество на 3 дБ заключается в том, что конструкция приёмника значительно упрощается, поскольку оптическая система больше не требует фазовой автоподстройки частоты. Флуктуации как ϕ_s , так и ϕ_{LO} по-прежнему необходимо контролировать с помощью полупроводниковых лазеров с узкой шириной линии для обоих оптических источников. Однако требования к ширине линии являются относительно умеренными при использовании схемы асинхронной демодуляции. Эта особенность делает схему гетеродинного

детектирования вполне пригодной для практической реализации в когерентных световых системах.

Балансное фотодетектирование используется из-за более высокой чувствительности по сравнению с прямым фотодетектированием. Причина в том, что он способен измерять или обнаруживать сигналы малой мощности, где доминирующий шум является аддитивным и присутствует в обеих ветвях [112].

В оптической когерентной системе использование балансных фотодетекторов позволяет уменьшить или устранить шум электрического сигнала, а также позволяет максимально использовать оптическую мощность, генерируемую гетеродином. Балансная конфигурация заключается в использовании фотодетекторов с одинаковой квантовой эффективностью в каждом из портов выходного соединителя. Результирующие сигналы можно вычесть, чтобы устранить шум, присутствующий в обеих ветвях. Кроме того, влияние флуктуаций мощности входного сигнала не является существенным, поскольку оно незначительно по сравнению с мощностью гетеродина. Но, с другой стороны, шумы интенсивности гетеродина могут сильно ухудшить качество выходной интенсивности [114]. При использовании приёма по балансной схеме в одну из ветвей вводится сдвиг фаз на π , так что один сигнал получается в результате вычитания, а дифференциальный сигнал - в результате суммирования. Также в простом фотодетекторе теряется значительная часть мощности. При балансном фотодетектировании используется почти вся мощность, что повышает чувствительность приёмника по сравнению с простым фотодетектированием [112].

В балансной схеме фотодетектирования используются 90° -гибрид и фотодетекторы. 90° -гибрид представляет компоновку четырех ответвителей, которые смешивают E_s с E_{LO} , вызывая дополнительный фазовый сдвиг $\pi/2$ в одном из разделенных сигналов гетеродина. Это позволяет смешивать его с квадратурным членом E_s , как показано на рисунке 4.2 [111].

Оптический ответвитель описывается матрицей

$$T_{\text{Вы}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

На выходе 90° -гибрида четыре сигнала описываются уравнениями

$$\begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E_S \\ E_{LO} \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

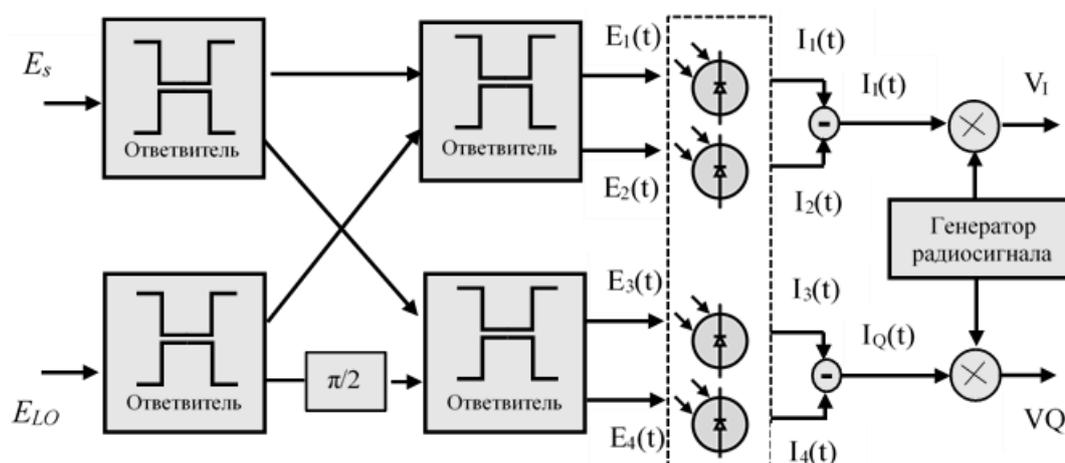


Рисунок 4.2 – Схема балансного фотодетектирования

Из (4.9) получаем четыре выхода E_1 ; E_2 ; E_3 и E_4 из двух входов E_S и E_{LO}

$$E_1 = \frac{1}{2}(E_S + E_{LO}), \quad (4.10)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}(E_S - E_{LO}), \quad (4.11)$$

$$E_3 = \frac{1}{2}(E_S + j \cdot E_{LO}), \quad (4.12)$$

$$E_4 = \frac{1}{2}(E_S - j \cdot E_{LO}). \quad (4.13)$$

В уравнениях временная переменная опущена для математического упрощения. Коэффициент $1/2$ определяется затуханием половинной мощности ответвителей, а j указывает на эффект фазового сдвига. Синфазные E_1 и E_2 и квадратурные E_3 и E_4 сигналы, определяемые формулами (4.10)-(4.13), посылаются на балансные фотодетекторы, которые преобразуют их оптическую мощность в электрические токи и выдают их разность.

Ток I_1 на выходе первого фотодиода датчика баланса

$$I_1 = R \cdot |E_1|^2 = \frac{R}{4} \left(P_S + P_{LO} + 2 \cdot \sqrt{P_S P_{LO}} \cdot \cos(\phi_S - \phi_{LO}) \right), \quad (4.14)$$

Аналогично, токи остальных трёх балансных фотодетекторов равны

$$I_2 = \frac{R}{4} \left(P_S + P_{LO} - 2 \cdot \sqrt{P_S \cdot P_{LO}} \cdot \cos(\phi_S - \phi_{LO}) \right); \quad (4.15)$$

$$I_3 = \frac{R}{4} (P_s + P_{LO} + 2 \cdot \sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cdot \sin(\phi_s - \phi_{LO})); \quad (4.16)$$

$$I_4 = \frac{R}{4} (P_s + P_{LO} - 2 \cdot \sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cdot \sin(\phi_s - \phi_{LO})), \quad (4.17)$$

Следующим шагом является вычисление

$$I_I = I_1 - I_2 = R\sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cdot \cos(\phi_s - \phi_{LO}) \quad (4.18)$$

$$I_Q = I_3 - I_4 = R\sqrt{P_s \cdot P_{LO}} \cdot \sin(\phi_s - \phi_{LO}), \quad (4.19)$$

Из уравнений (4.18) - (4.19) видно, что слабые принимаемые сигналы могут быть усилены за счёт увеличения мощности P_{LO} гетеродинного сигнала, что представляет одну из наиболее полезных характеристик когерентных приёмников.

Для восстановления закодированной в фазе информации в анализированном приёмнике существенно, что передаваемая информация связана теперь с изменением интенсивности передаваемого поля [6]. Для приёма используют быстродействующие р-і-n-фотодиоды, которые реагируют только на мгновенную мощность собранного поля.

Приёмная линза собирает полученного оптического поля и фокусирует его на фотоприёмнике. Оптическое поле на фотодетекторе всегда действует при наличии различных источников шума, присутствующих в процессе оптического приёма. В системах FSO фоновое излучение, такое как естественный свет, также собирается вместе с передаваемым оптическим полем и обычно рассматривается как аддитивный шум к полю полезного сигнала. Другим источником шума является дробовой шум, возникающий в процессе фотодетектирования, и темновой ток самого фотодетектора. Наконец, шум Джонсона также присутствует в электронных схемах после процесса фотодетектирования. На рисунке 4.3 показана типовая модель обработки сигналов с выхода р-і-n-фотодиода [126].

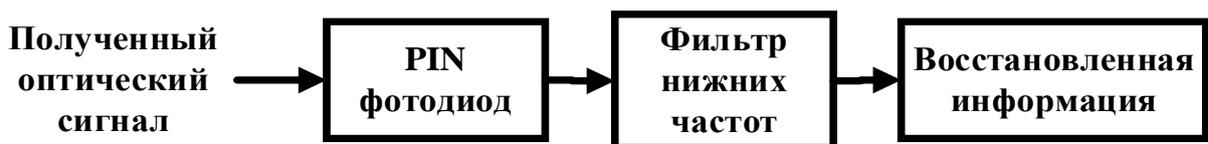


Рисунок 4.3- Типовая модель обработки сигналов с выхода р-і-n-фотодиода

Резюме. Выбор за основу когерентного оптического приёмника обеспечивает значительное улучшение чувствительности приёмника по

сравнению с системами прямого фотодетектирования. Более того, когерентный приём сохраняет как амплитуду, так и фазу сигнала, даёт возможность использовать цифровую обработку сигналов. Кроме того, для когерентного приёма принятый сигнал добавляется к другому оптическому сигналу, генерируемому гетеродином (LO), прежде чем он будет принят фотодиодом. Дан анализ конфигурации балансного фотодетектирования, где передаёт четыре оптических излучения на две пары фотодиодов, на выходе которых формируются разностные сигналы. Проанализирован процесс преобразования оптического излучения в электрический ток. При этом важно, что принимаемая информация связана теперь с изменением интенсивности передаваемого поля.

4.2 Анализ параметров системы-прототип с передачей оптического излучения с двойной боковой полосой и амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте

Амплитудная манипуляция оптического излучения характеризует двоичные данные (0 или 1) на предмет различий в амплитуде несущей волны [53]. Передаваемый сигнал ASK для i -го символа [70]

$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_i(t)}{T}} \cos(\omega_o t + \phi) \quad \left\{ \begin{array}{l} 0 \leq t \leq T \\ i = 1, \dots, M \end{array} \right\}. \quad (4.21)$$

Генератор импульсов NRZ используется в качестве низкоскоростного электронного кодирующего устройства. Радиосигнал с частотой 10 ГГц подаётся на амплитудный электрооптический модулятор. В этом случае частотная область задаётся форматом амплитудной манипуляции (ASK). С другой стороны, радиочастотный сигнал модулируется с помощью мультиплексирования поднесущих, включающего настройку генератора несущей на 100 каналов с разнесением на 10 МГц относительно частоты 60 МГц первого рабочего канала при частоте генератора синусоидального сигнала 10 ГГц. Гибридный соединитель 90° обеспечивает передачу этих объединённых сигналов. входной сигнал гибридного соединителя 90° разбивается на два выходных со сдвигом фаз 90° относительно друг друга. После этого радиосигналы поднесущей гибридного ответвителя поступают на оптический модулятор Маха-Цендера, который модулирует и трансформирует электрический сигнал в оптическую область с помощью лазерного источника непрерывного действия с выходной мощностью 10 дБм, шириной спектра 10 МГц и длиной волны 1550 нм. По линии связи в

свободном пространстве передаваемые сигналы распространяются на длину от 300 до 1000 м в различных условиях атмосферной турбулентности (модель распределения гамма-гамма со слабой $C_n^2 = 5 \times 10^{-15} \text{ м}^{-2/3}$ и сильной $C_n^2 = 5 \times 10^{-13} \text{ м}^{-2/3}$ турбулентностью. Сигналы обрабатываются на приёмной стороне лавинным фотодиодом, используемого для преобразования оптического сигнала в электрический сигнал с коэффициентом усиления приёмника 5 градусов, чувствительностью 0,9 А/Вт и темновым током 10 нА. Впоследствии радиосигнал поднесущей передаётся на частоте 10 ГГц и в полосе пропускания 1 ГГц через конфигурацию электронного полосового фильтра Бесселя. Радиосигнал, демодулированный электронным детектором, установленным на частоту 10 ГГц и с частотой среза 0,6 ГГц после фильтра.

Двухполосный спектр после оптического модулятора Маха-Цендера показан на рисунке 4.4.

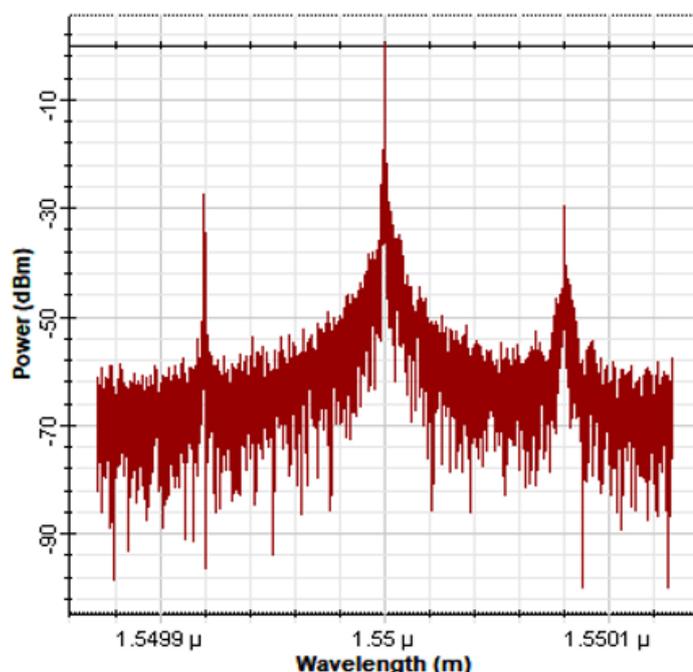


Рисунок 4.4 - Спектр оптического излучения с двойной боковой полосой и амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте

Значения добротности в зависимости от расстояния передачи показаны на рисунке 4.5 (линия в свободном пространстве от 300 до 1000 м) в соответствии с различными условиями атмосферной турбулентности (слабой и сильной).

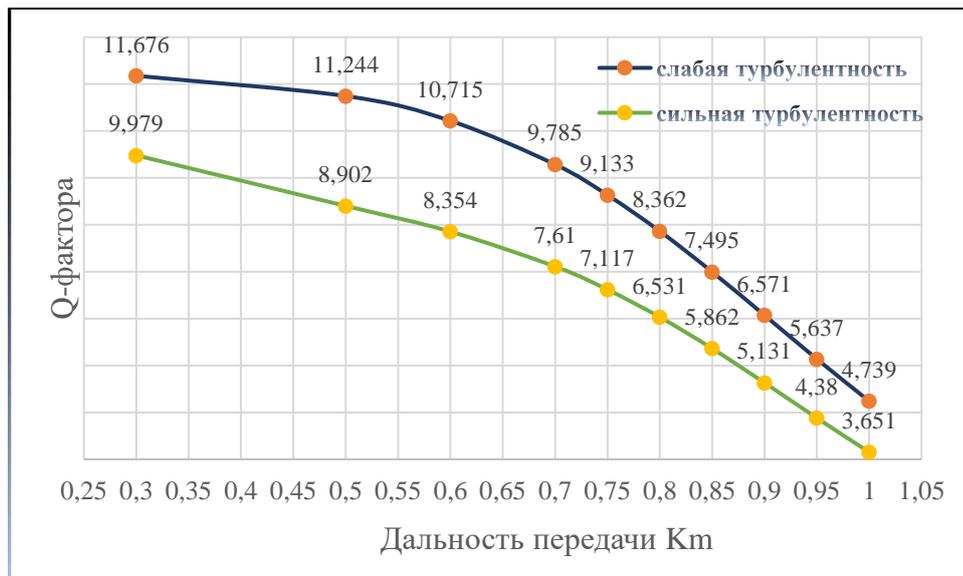


Рисунок 4.5 - Q-фактор в зависимости от расстояния передачи для слабой ($C_n^2 = 5 \times 10^{-15} \text{ м}^{-2/3}$) и сильной ($C_n^2 = 5 \times 10^{-13} \text{ м}^{-2/3}$) турбулентности

На рисунке 4.6 показаны значения вероятности ошибок по битам (BER) в зависимости от расстояния передачи в тех же условиях. Система оценки зависит от значения BER, равного 10^{-9} .

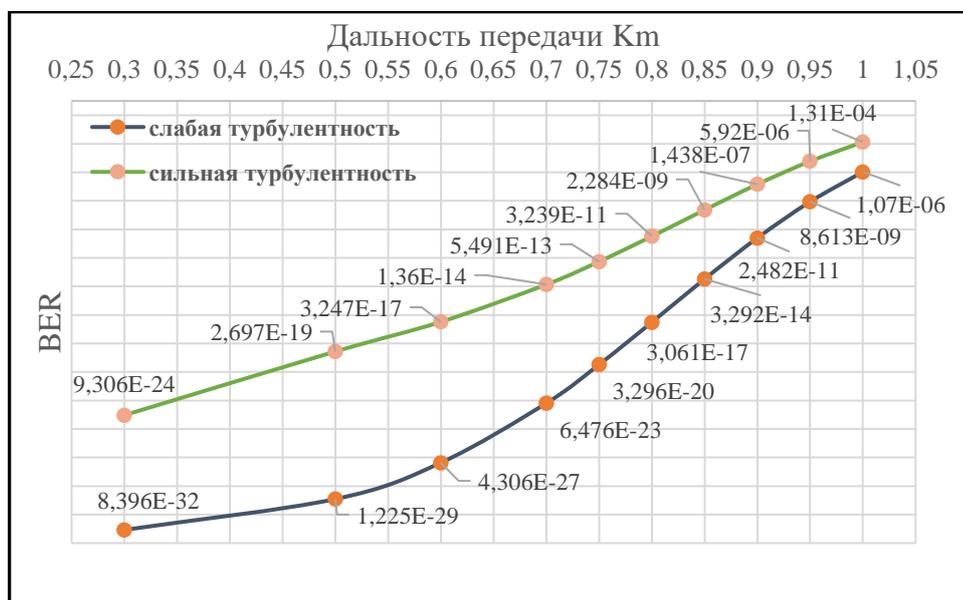


Рисунок 4.6 - BER как функция расстояния передачи для слабой ($C_n^2 = 5 \times 10^{-15} \text{ м}^{-2/3}$) и сильной ($C_n^2 = 5 \times 10^{-13} \text{ м}^{-2/3}$) турбулентности

Резюме. Проведённое моделирование параметров системы-прототип с передачей оптического излучения с двойной боковой полосой и амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте показывает, что максимальное расстояние передачи вдоль поверхности Земли при слабой

атмосферной турбулентности составляет 950 м при BER 8.613×10^{-9} и добротности 5,637. При сильной атмосферной турбулентности максимальное расстояние передачи составляет 850 м при BER 2.284×10^{-9} и добротности 5,862. Исследование системы передачи информации посредством оптического излучения с двойной боковой полосой и с амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте показывают, что при близких вероятностях ошибок бит система-прототип проигрывает предлагаемой в диссертации системе в 10 раз по пропускной способности (скорости передачи данных) даже при существенно меньшей дальности связи для анализируемого восходящего канала.

4.3 Алгоритм цифровой обработки сигналов для когерентного приёма

После приёма сигналы оцифруются, а затем обрабатываются для компенсации искажений и нарушений. В то время как ни одна из функциональных возможностей, предоставленных обработкой цифровых сигналов, не является строго необходимым для достижения какого-либо вида передачи [109], сложная цифровая обработка сигналов считается важным преимуществом в возрождении когерентной оптической связи [110, 72]. Повышение производительности и уменьшение ограничений для проектирования систем, обеспечиваемых цифровой обработкой сигналов, гарантируют, что они являются чрезвычайно привлекательным предложением. Модель потока сигналов цифровой обработки сигналов, используемая в системах когерентной связи, представлена на рисунке 4.7. Однако следует отметить, что, поскольку все функциональные блоки, кроме схемы принятия решения, являются линейными, порядок блоков может меняться местами, и этот порядок является просто одной из возможных реализаций.

При обработке сигналов используется фильтр Бесселя — разновидность аналогового линейного фильтра с максимально линейной фазовой характеристикой), сохраняющий форму волны фильтруемых сигналов в полосе пропускания. Фильтр Бесселя очень похож на фильтр Гаусса и имеет тенденцию к той же форме по мере увеличения порядка фильтра. В то время как переходная характеристика фильтра Гаусса во временной области не имеет перерегулирования, фильтр Бесселя имеет небольшое перерегулирование, но все же намного меньше, чем другие распространённые фильтры в частотной

области, такие как фильтры Баттерворта. По сравнению с аппроксимациями гауссовского фильтра конечного порядка, фильтр Бесселя имеет лучший коэффициент формирования, более плоскую фазовую задержку и более плоскую групповую задержку, чем гауссиан того же порядка, хотя гауссиан имеет меньшую временную задержку и нулевое перерегулирование [71].

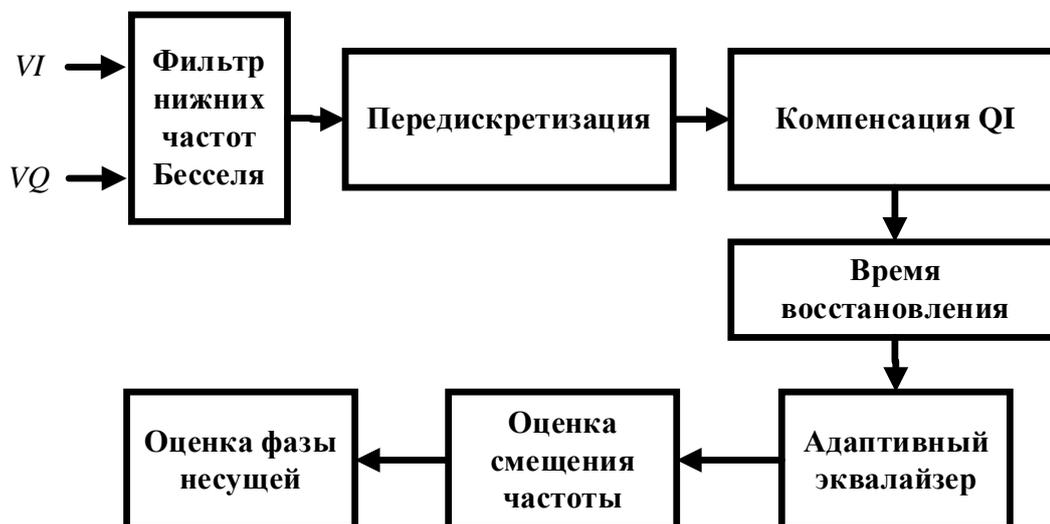


Рисунок 4.7 - Схема цифровой обработки сигналов

Передаточная функция фильтра нижних частот Бесселя N-го порядка с коэффициентом передачи α

$$H_s = \alpha \frac{d_0}{B_N(s)}$$

связана с полиномом Бесселя N-го порядка $B_N(s)$ и параметром

$$d_0 = \frac{(2 \cdot N)!}{2^N \cdot N!}.$$

При использовании асинхронной выборки оцифрованные данные сначала пересчитываются с частотой двух выборок на символ. Когда используется автономная обработка, это может быть выполнено с помощью относительно простого алгоритма повышающего дискретизацию, фильтрации и прореживания. Поскольку для этого требуется априорное знание скорости передачи символов, этот подход невозможно реализовать. Наиболее часто используемый метод восстановления цифровой синхронизации посредством использования интерполяционного фильтра, частота дискретизации которого определяется нелинейным детектором ошибок синхронизации, например, петлёй Гарднера [104].

Компенсация QI используется для уменьшения дисбаланса амплитуды и фазы внутри синфазных (I) и квадратурных (Q) сигналов. Дисбаланс может возникать в нескольких точках на пути передачи и включать неправильные настройки напряжения смещения для модуляторов, несоответствие чувствительности фотодиода, смещение контроллера поляризации и несовершенства оптического 90-градусного гибрида.

Процедура ортогонализации Грама-Шмидта используется для коррекции неортогональности. Учитывая два неортогональных компонента принятого сигнала, обозначаемые $r_I(t)$ и $r_Q(t)$, процедура ортогонализации Грама-Шмидта приводит к созданию новой пары ортонормированных сигналов

$$I^\circ(t) = \frac{r_I(t)}{\sqrt{P_I}} ; Q^\circ(t) = \frac{Q'(t)}{\sqrt{P_Q}} = \frac{Q'(t)}{\sqrt{P_Q}} \left(r_Q(t) - \frac{\rho \cdot r_I(t)}{\sqrt{P_I}} \right),$$

где $\rho = E\{r_I(t) r_Q(t)\}$ – коэффициент корреляции;

$P_I = E\{r_I^2(t)\}$ $P_Q = E\{Q'^2(t)\}$ и $E\{\cdot\}$ – ансамблевый средний оператор.

Процесс восстановления необходим для прямого и последовательного приёма. Здесь выборка сигнала должна выполняться в нужный момент в течение длительности символа T_s , предпочтительно в его центре, избегая выборки на переходах. Необходимо определить две величины: частоту выборки и фазу выборки. Для частоты дискретизации образцы должны отбираться с правильной частотой. Выборки должны браться в правильное время в соответствии с периодом символа. Восстановление синхронизации может быть выполнено с помощью алгоритма цифрового квадрата и фильтра [103].

Принятый сигнал можно записать как

$$r(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot g_T \cdot [t - k \cdot T_s - \varepsilon(t) \cdot T_s] + n(t),$$

где a_k - комплексные передаваемые символы; $g_T(t)$ - импульс сигнала передачи; $n(t)$ - шум канала (который предполагается белым и гауссовым) с нулевым средним, а $\varepsilon(t)$ - неизвестная медленно меняющаяся задержка.

Адаптивный эквалайзер используется для компенсации хроматической дисперсии; поляризационной модовой дисперсии, для уменьшения межсимвольных помех. Это увеличивает вероятность неправильного приёма символов. Эквалайзер снижает ISI за счёт перераспределения мощности внутри сигнала, что означает, что отношение сигнал/шум символов малой мощности увеличивается, а энергия символов высокой мощности снижается. Этот процесс

позволяет эффективно обнаруживать каждый символ созвездия, улучшая BER [102].

Оценка смещения частоты - это шаг, который является обязательным для синхронных приёмников, поскольку сигнал гетеродина передается свободно, а сдвиг частоты и фазы между гетеродином и несущей неизвестны. Флуктуации частоты лазера можно разделить на медленные статические дрейфы, вызванные изменениями условий окружающей среды (менее 1 ГГц/ч), и более быстрые динамические дрейфы, обусловленные колебаниями лазера вокруг его основной частоты (диапазон мегагерц). Опять же, компенсация цифровой области может использоваться либо во временной области, сравнивая фазу последовательных символов, либо в спектральной области, определяя положение пика [56].

Смещение с гетеродином приводит к сдвигу несущей частоты Δf и фазы, что приводит к вращающейся диаграмме созвездия. Полученные сигналы для символов данных $C(k)$ имеют вид

$$S(t) = C(k) \cdot \exp[j \cdot (2 \cdot \pi \cdot \Delta f \cdot k \cdot T_s + \varphi_k)] + n(t).$$

Фаза несущей φ_k меняется гораздо медленнее по сравнению с изменением фазы из-за смещения частоты. Поэтому на этом этапе можем предположить, что фаза несущей является постоянной значение.

Алгоритм слепого поиска фазы [30] используется для восстановления и последующего устранения оставшегося рассогласования фаз между гетеродином и сигналом. Идея алгоритма оценки фазы несущей состоит в том, чтобы попробовать разные фазы тестирования и найти оптимальную. Принятый сигнал поворачивается на фазовые углы φ_b тестовой несущей B

$$\varphi_b = \frac{b \cdot \pi}{B} \quad b \in \{0; 1; \dots; B - 1\}.$$

Все символы подаются в схему принятия решения. Квадрат расстояния до ближайшей точки созвездия рассчитывается в комплексной плоскости.

Общий фазовый шум представляет совокупность фазовых шумов, возникающих в лазерном источнике, гетеродине, за счёт атмосферных эффектов, а также из-за остаточной фазовой ошибки, возникающей в процессе компенсации смещения частоты. Эти изменения фазы расширяют символы, поэтому их относительная фаза оценивается с ошибками.

Резюме. Предложена на основе известных алгоритмов методика обработки радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией в когерентном оптическом приёмнике. Схема обработки включает фильтрацию нижних частот Бесселя,

передискретизацию, компенсацию QI, восстановление времени, адаптивный эквалайзер, оценку смещения частоты и оценку несущей фазы.

4.4 Оценка влияния параметров атмосферного канала на радиосигнал с квадратурной фазовой манипуляцией в когерентном оптическом приёмнике

Как описано в разделе 4.1, когерентный приёмник объединяет принятый сигнал с сигналом гетеродина для получения синфазных и квадратурных сигналов, необходимых для сопоставления символа с картой созвездия [105]. Аналогично, как описано в разделе 4.4, выполняются этапы обработки радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией.

Фильтр Бесселя 3-го порядка используется для удаления полосового шума. Оптимальная полоса пропускания фильтра Бесселя составляет 0,75 от скорости передачи символов или 0,375 от скорости передачи бит. Входной дискретизированный сигнал повторно дискретизируется со скоростью 2 выборки на символ. Интерполяция используется для адаптации формы дискретизированного сигнала к новой частоте дискретизации. Используется кубическая интерполяция, а для повторной выборки используются 1-й и $N/2+1$ (где N = выборок на символ) сигналы. Амплитуда и фазовый дисбаланс сигналов I и Q уменьшаются с помощью компенсации квадратурного дисбаланса (QI). Процедура ортогонализации Грама-Шмидта используется для коррекции неортогональности между синфазными и квадратурными сигналами. Восстановление времени включает цифровой квадрат и алгоритм фильтра, который используется для адаптивного определения правильного времени для выборки символа. Частота и фаза дискретизации определяются и используются для синхронизации символов. Адаптивный эквалайзер реализует структуру для демультимплексирования двух поляризаций сигнала с целью получения остаточной хроматической дисперсии, дисперсии мод поляризации и уменьшения межсимвольных помех. Четвертый алгоритм оценки смещения частоты используется для оценки смещения частоты (Δf) и устранения рассогласования частот между передатчиком и гетеродином путём максимизации оценки спектральной плотности принятого сигнала. Четвёртый алгоритм оценки фазы несущей используется в системе с QPSK-модуляцией для устранения рассогласования фаз между гетеродином и принимаемым сигналом.

На рисунках 4.8 – 4.10 показаны диаграммы созвездий синфазной и квадратурной составляющих радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) в компоненте с цифровой обработкой сигнала для высоты спутника 500 км в отсутствии атмосферной турбулентности. Для трех углов ошибки наведения (1; 2 и 3 мкрад) при диаметре антенны передатчика 100 мм перед DSP (а), после адаптивного эквалайзера (б), после оценки смещения частоты (в), после оценки фазы несущей (г).

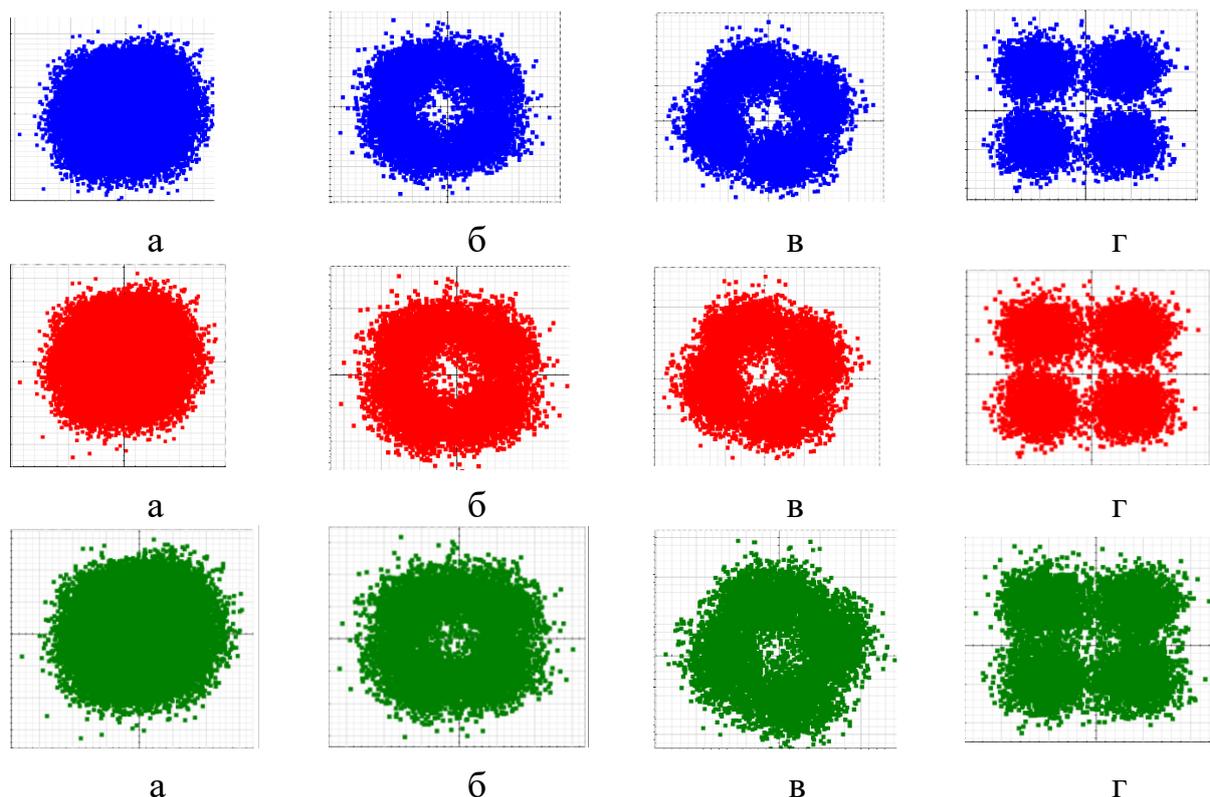


Рисунок 4.8 - Созвездия диаграмм при углах ошибки наведения 1 (синий), 2 (красный) и 3 мкрад (зелёный цвет). Диаметр антенны приёмника 100 мм

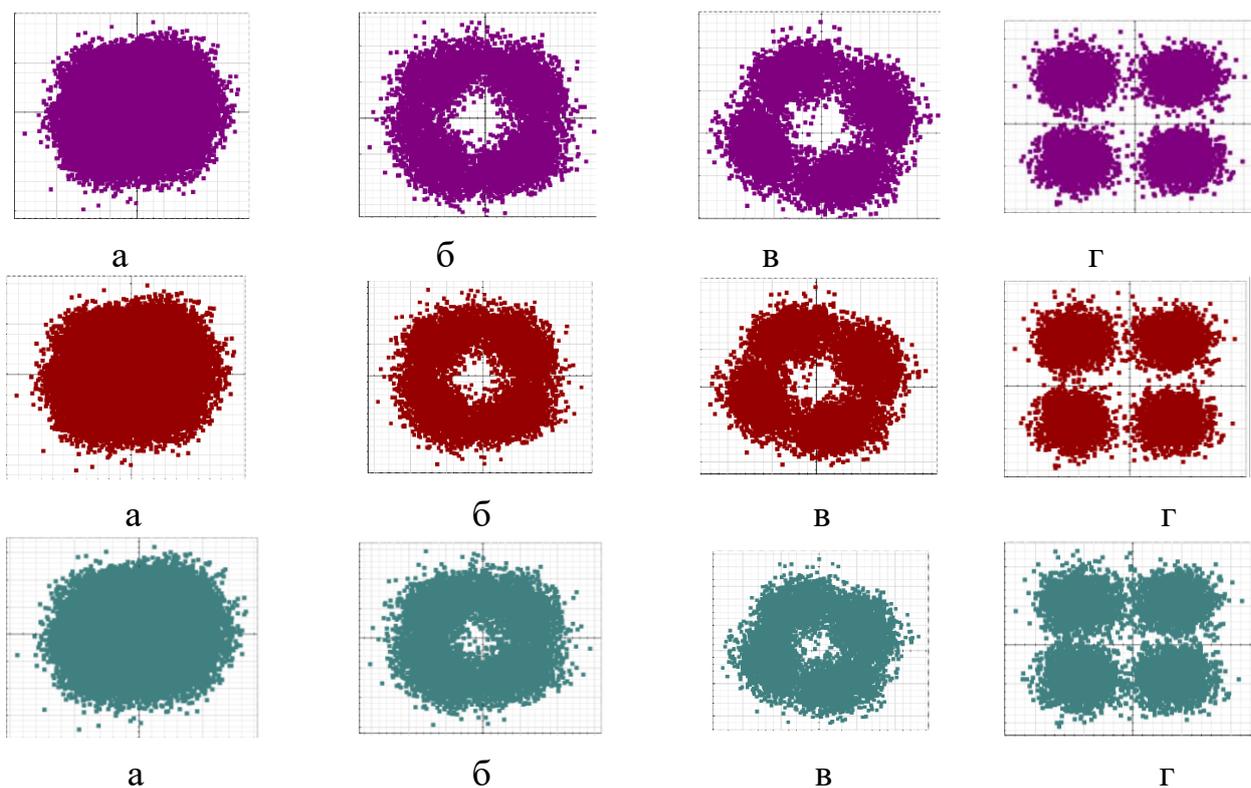


Рисунок 4.9 - Созвездия диаграмм при углах 1 (фиолетовый), 2 (красный) и 3 мкрад (серый цвет). Диаметр антенны приёмника 120 мм

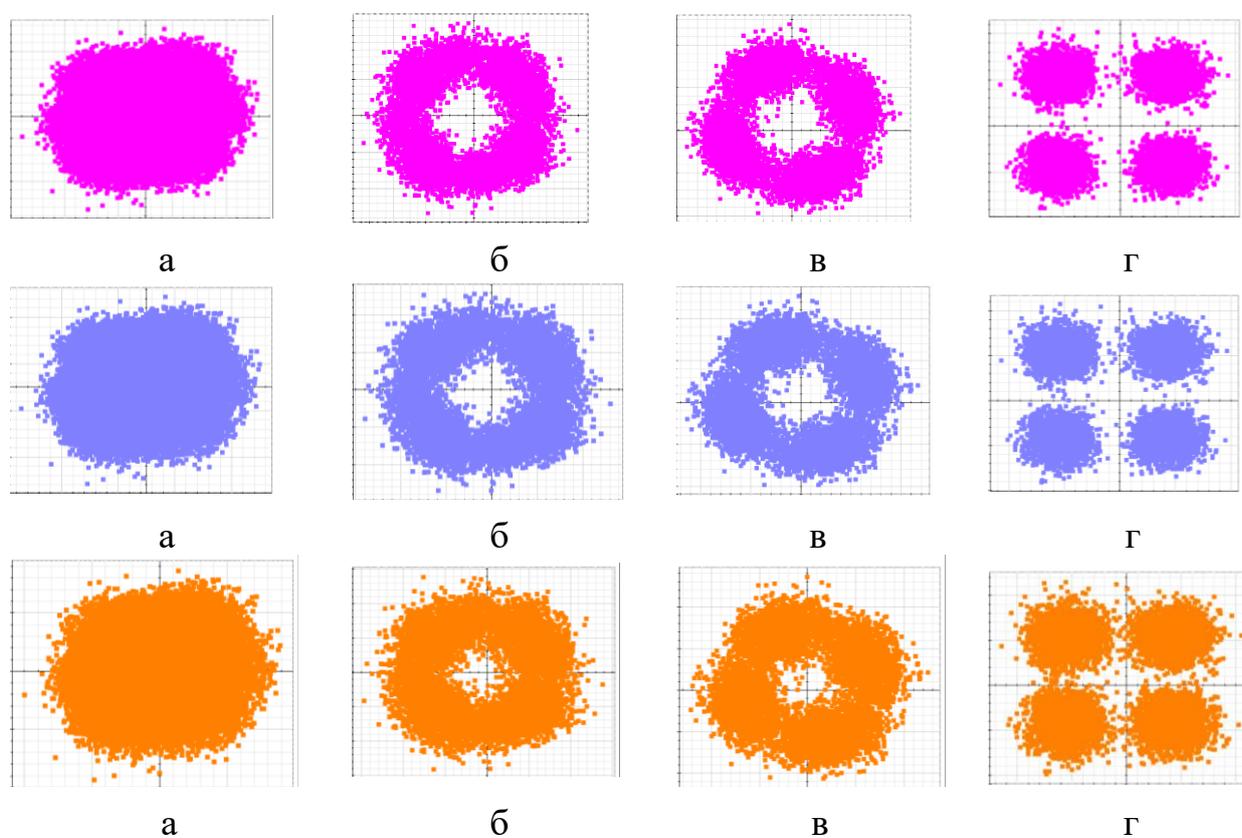


Рисунок 4.10 - Созвездия диаграмм при углах 1 (фиолетовый), 2 (синий) и 3 мкрад (оранжевый цвет). Диаметр антенны приёмника 140 мм

На рисунках 4.11 – 4.13 показаны диаграммы созвездий синфазной и квадратурной составляющих радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) в компоненте цифровой обработки сигнала для высоты спутника 500 км в условиях атмосферной турбулентности для трёх углов ошибки наведения (1; 2 и 3 мкрад) при диаметре антенны передатчика 100 мм перед DSP (а), после адаптивного эквалайзера (б), после оценки смещения частоты (в), после оценки фазы несущей (г).

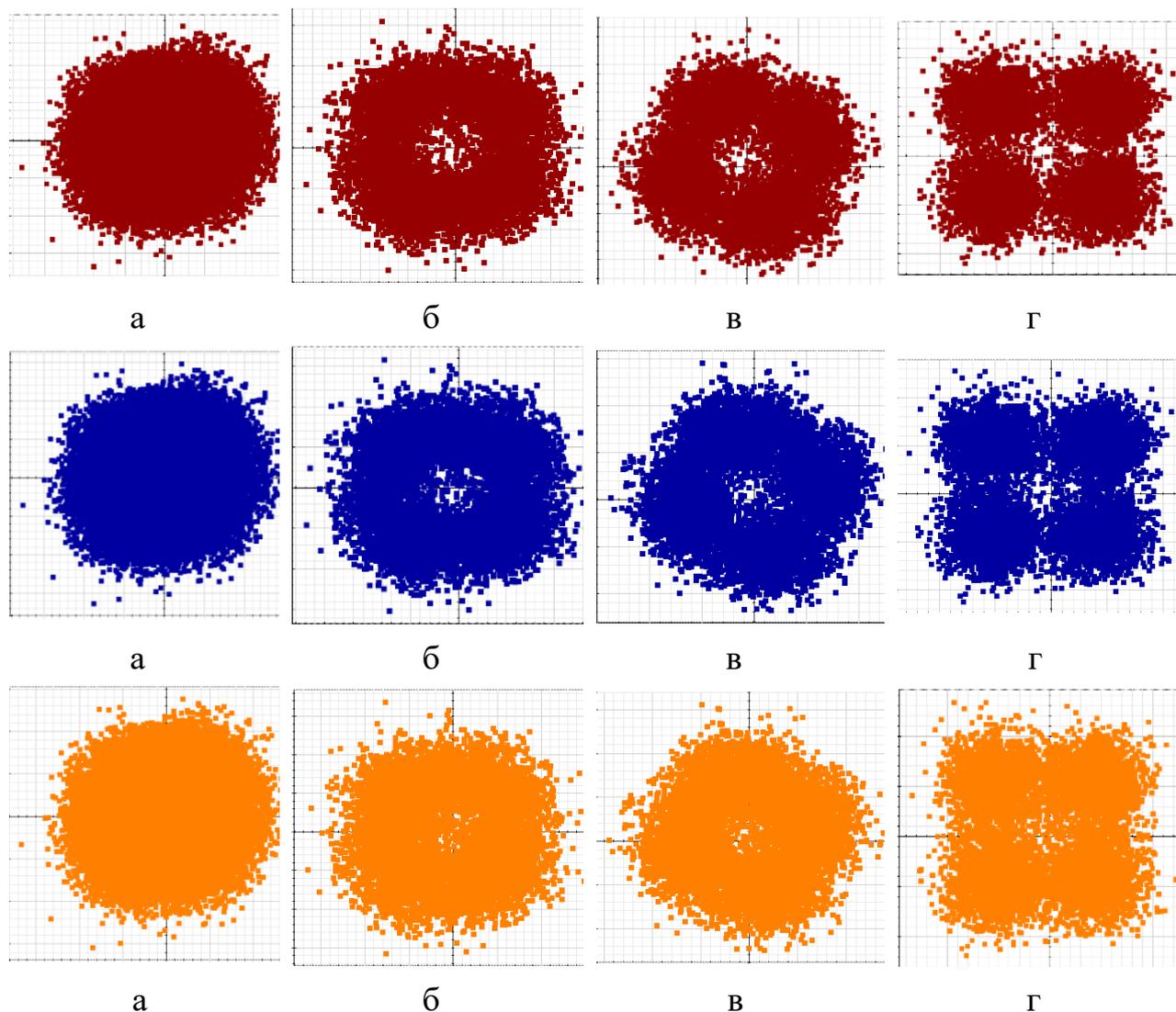


Рисунок 4.11 - Созвездия диаграмм при углах 1 (фиолетовый), 2 (синий) и 3 мкрад (оранжевый цвет). Диаметр антенны приёмника 100 мм

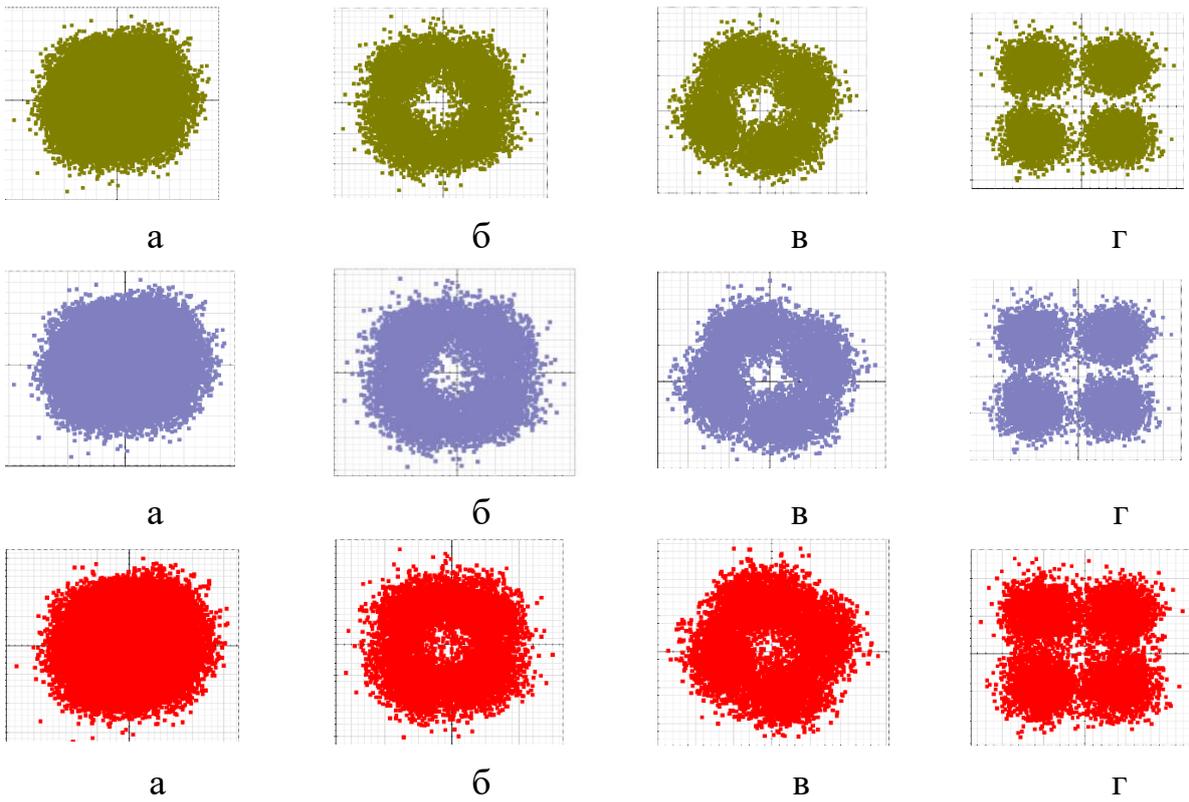


Рисунок 4.12 - Созвездия диаграмм при углах 1 (зелёный), 2 (синий) и 3 мкрад (красный цвет). Диаметр антенны приёмника 120 мм

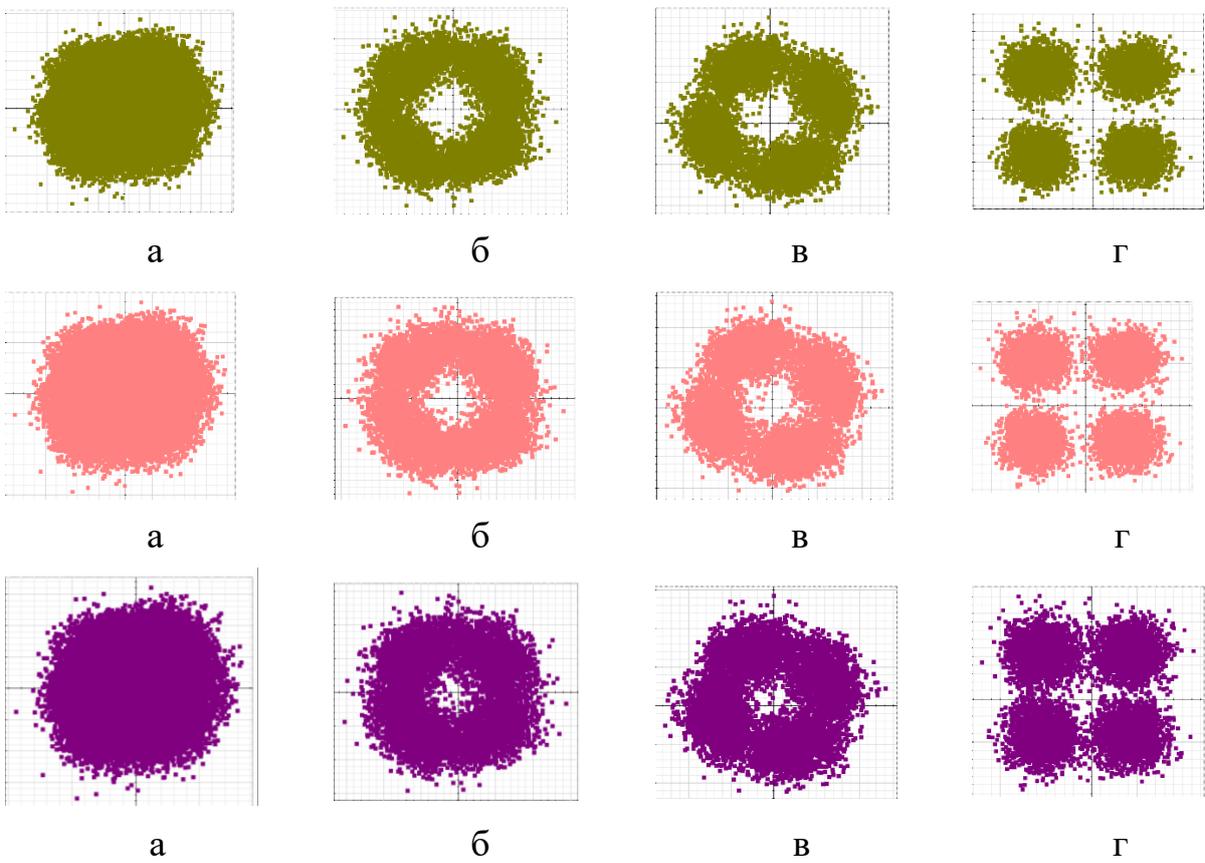


Рисунок 4.13 - Созвездия диаграмм при углах 1 (зелёный), 2 (розовый) и 3 мкрад (фиолетовый цвет). Диаметр антенны приёмника 140 мм

Резюме. Получены диаграммы созвездий синфазной и квадратурной составляющих радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) при цифровой обработке сигнала для высоты спутника 500 км в отсутствии и при наличии атмосферной турбулентности. Диаграммы дают наглядное представление о влиянии параметров атмосферного канала ($7,585 \times 10^{-19} \text{ м}^{-2/3}$), ошибок наведения (0; 1 и 2 мкрад) и диаметрах антенны приёмника (100; 120 и 140 мм) при регистрации радиосигнала с квадратурной фазовой манипуляцией при предложенном алгоритме цифровой обработки сигналов в когерентном оптическом приёмнике на спутнике с высотой орбиты 500 км. Исследования ориентированы на применение передающего телескопа с диаметром 100 мм и использовании атмосферной турбулентности высотной модели Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления.

4.5 Анализ вероятности ошибок бит в лазерной системе спутниковой коммуникации

Вероятность или частота ошибок бит (BER) схемы модуляции обратно пропорциональна отношению энергии сигнала на бит к спектральной плотности шума E_b/N_o . Вероятность ошибок бит определяется как количество ошибочных бит в единицу времени, которое представляет количество ошибочных бит, деленное на общее количество переданных бит за заданный интервал времени. В оптических линиях связи в открытом космосе ошибки происходят из-за атмосферной турбулентности, угла ошибки наведения, расходимости и расширения луча.

Вероятность BER используется для изучения эффективности методов модуляции. Вероятность выше для модуляции PSK. Единственным преимуществом схем модуляции с более высокой PSK является то, что максимальный объём данных передается в доступной полосе пропускания.

Вероятность ошибок бит в MPSK определяется формулой [30]

$$BER = \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{M} \right) \right],$$

где erfc - функция вероятности ошибок. Для QPSK $M = 4$.

Подставив значение M (для QPSK $M = 4$) и $\operatorname{erfc} = 2 \cdot Q \cdot \sqrt{2}$ в приведённое выше уравнении, получим

$$BER = 2 \cdot Q \cdot \left[\sqrt{\frac{2 \cdot E_b}{N_o}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) \right],$$

На рисунке 4.14 показаны вероятности ошибок бит в зависимости от угла ошибки наведения 0 ... 2,5 мкрад при передаче лазерного сигнала от наземной станции к спутнику с высотой орбиты 500 км на основе высотной модели атмосферной турбулентности Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления.

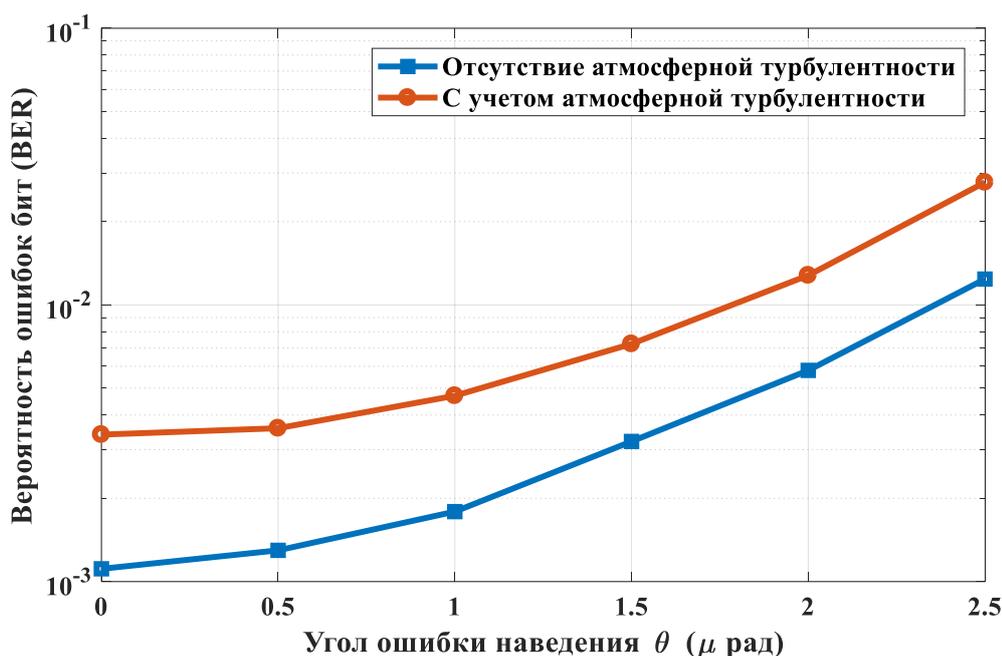


Рисунок 4.14 - Вероятность ошибок бит как функция углов ошибки наведения

В соответствии с параметрами атмосферного канала на рисунках 4.15 – 4.17 показаны зависимости вероятности ошибок бит от протяжённости канала в отсутствии атмосферной турбулентности при трёх углах ошибки наведения (0; 1 и 2 мкрад), диаметре антенны передатчика 100 мм и трех значениях диаметра антенны приёмника (100; 120 и 140 мм).

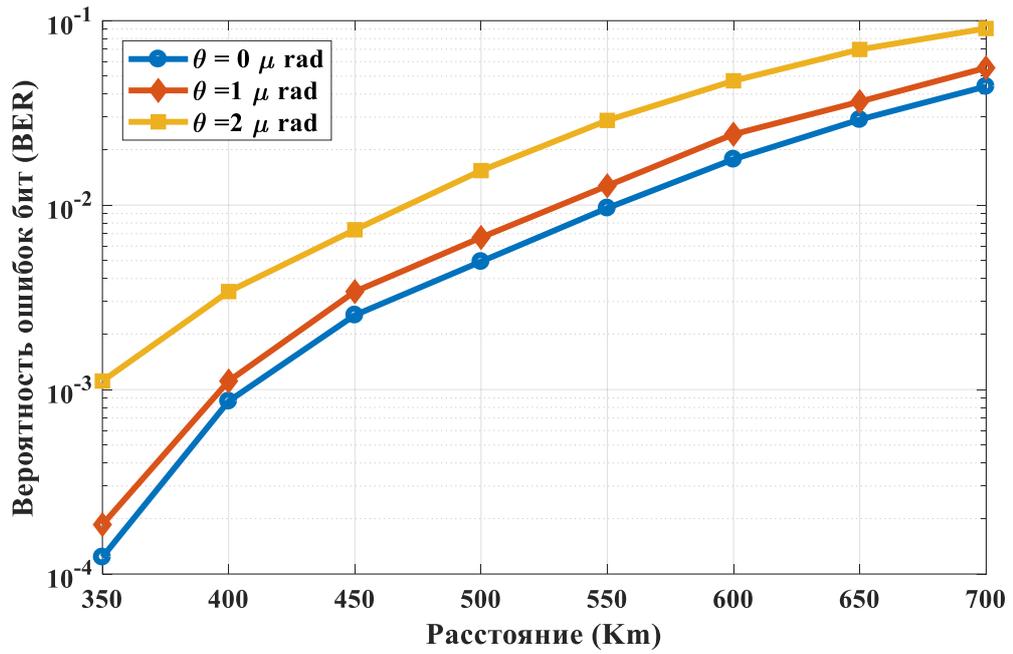


Рисунок 4.15 - Вероятность ошибок бит как функция протяжённости канала при отсутствии атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 100 мм

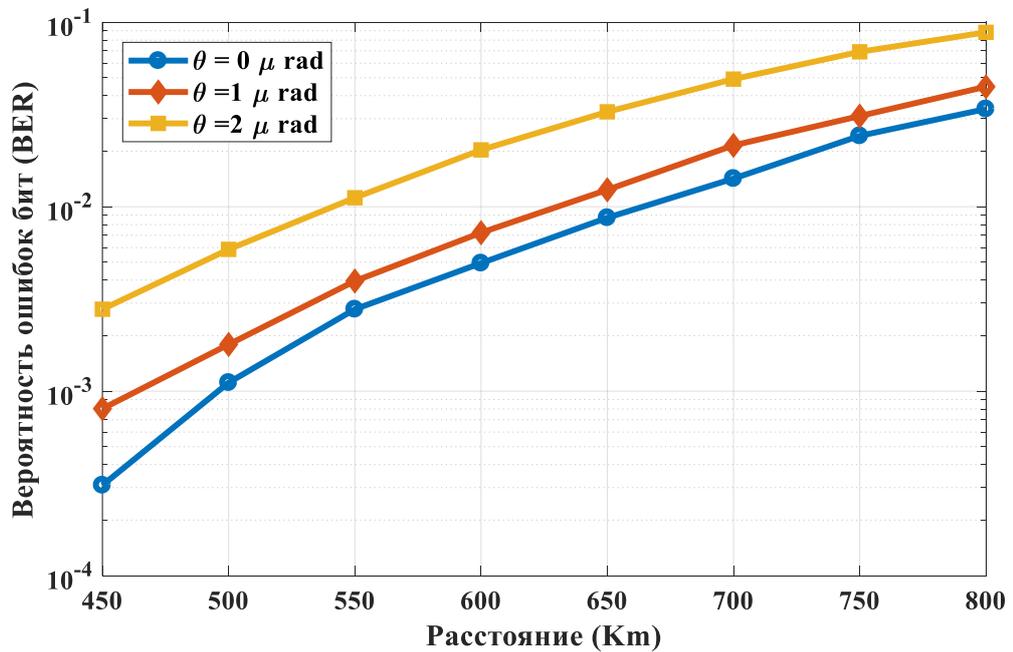


Рисунок 4.16 - Вероятность ошибок бит как функция протяжённости канала при отсутствии атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 120 мм

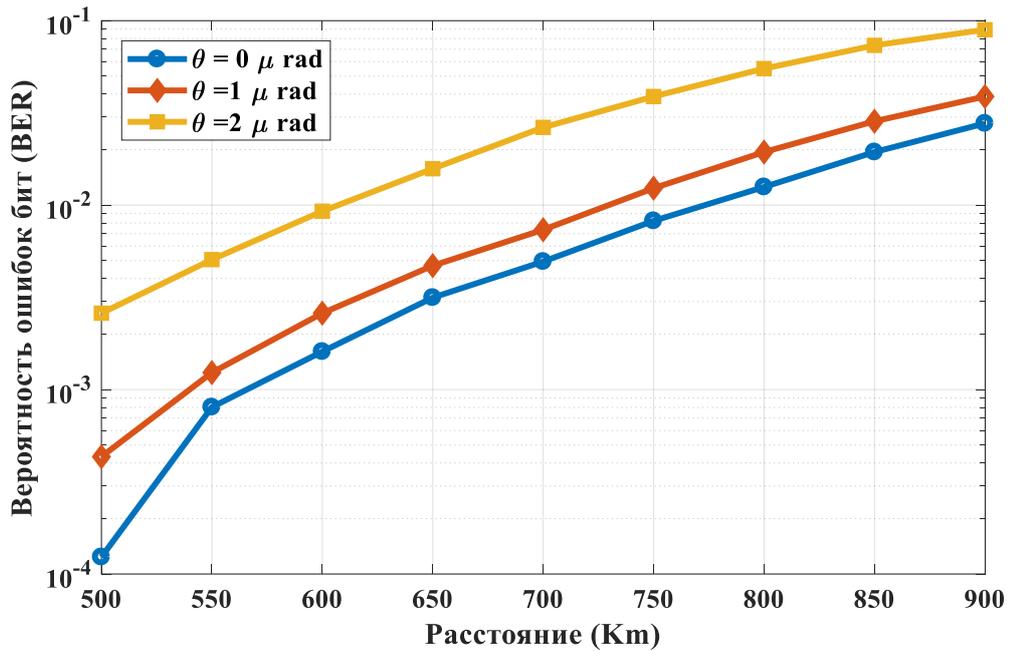


Рисунок 4.17 - Вероятность ошибок бит как функция протяжённости канала при отсутствии атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 140 мм

На рисунках отражено поведение вероятность ошибок бит в зависимости от дальности передачи при углах ошибки наведения, равных 0, 1 и 2 мкрад, диаметрах антенны приёмника 100, 120 и 140 мм. Результат показывает увеличение вероятности ошибок бит при увеличении дальности передачи. Без учёта атмосферной турбулентности на рисунке 4.15 показана дальность канала передачи от 350 до 700 км при диаметрах антенн передатчика и приёмника 100 мм. Вероятности ошибок бит зарегистрированы 1.2×10^{-4} , 1.8×10^{-4} и 1.1×10^{-3} при высоте орбит 350 км, а при высоте орбит 700 км зарегистрированы 0,04, 0,05 и 0,09 при углах ошибки наведения 0, 1 и 2 мкрад соответственно. На рисунке 4.16 отражено поведение вероятность ошибок бит в зависимости от дальности в диапазоне 450 ... 800 км при диаметре антенны передатчика 100 мм и приёмника 120 мм. Вероятность ошибок бит на 450 км зарегистрирована 3×10^{-4} , 8×10^{-4} и 2×10^{-3} , а на 800 км - 0,03, 0,04 и 0,08) при углах ошибки наведения соответственно 0, 1 и 2 мкрад. Аналогичные результаты на рисунке 4.17 получены для диаметра апертуры приёмника 140 мм. Вероятности ошибок бит на дальности 500 км зарегистрированы 1×10^{-4} , 4×10^{-4} и 2×10^{-3} для углов ошибки наведения соответственно 0, 1 и 2 мкрад, а на 900 км - 0,02, 0,03 и 0,8.

Вероятности ошибок бит подтверждают возможность лазерной системы спутниковой связи передачи данных до 700 км при диаметрах антенн передающего и приёмного телескопов 100 мм при отсутствии турбулентности атмосферы. При диаметре антенны передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на 450...800 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 900 км.

На рисунках 4.18 – 4.20 представлены зависимости вероятностей ошибок бит от дальности канала с учётом атмосферной турбулентности при трех значениях углов ошибки наведения (0; 1 и 2 мкрад), диаметре антенны передатчика 100 мм и трех значениях диаметра антенны приёмника (100; 120 и 140 мм). Структурная характеристика флуктуаций показателя преломления принята равной $7,5885 \cdot 10^{-19} \text{ м}^{-2/3}$.

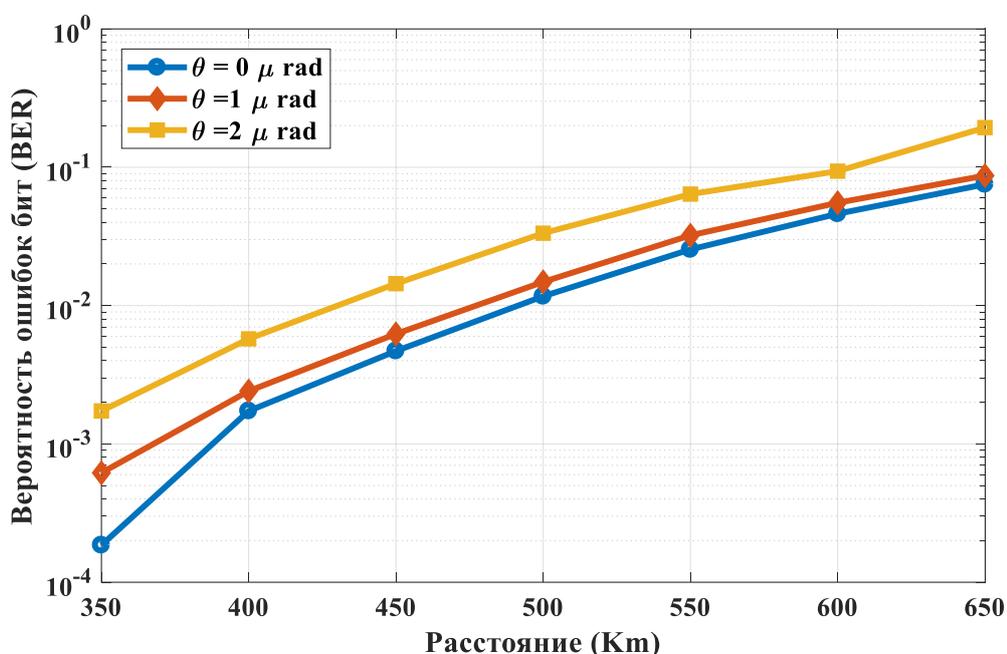


Рисунок 4.18 - Зависимость вероятности ошибок бит от дальности канала при атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 100 мм

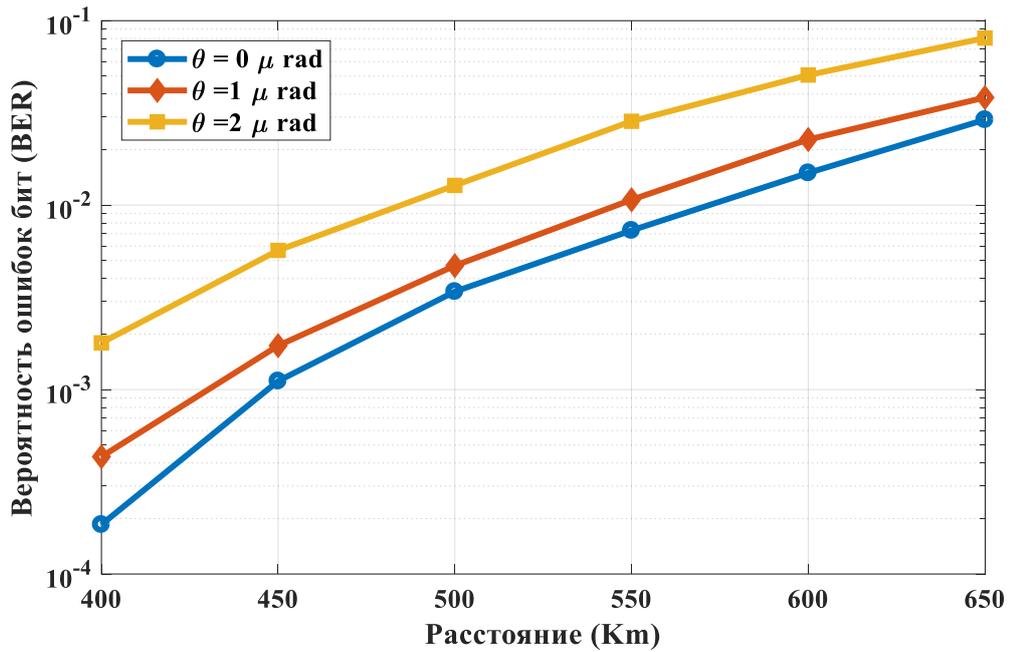


Рисунок 4.19 - Зависимость вероятности ошибок бит от дальности канала при атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 120 мм

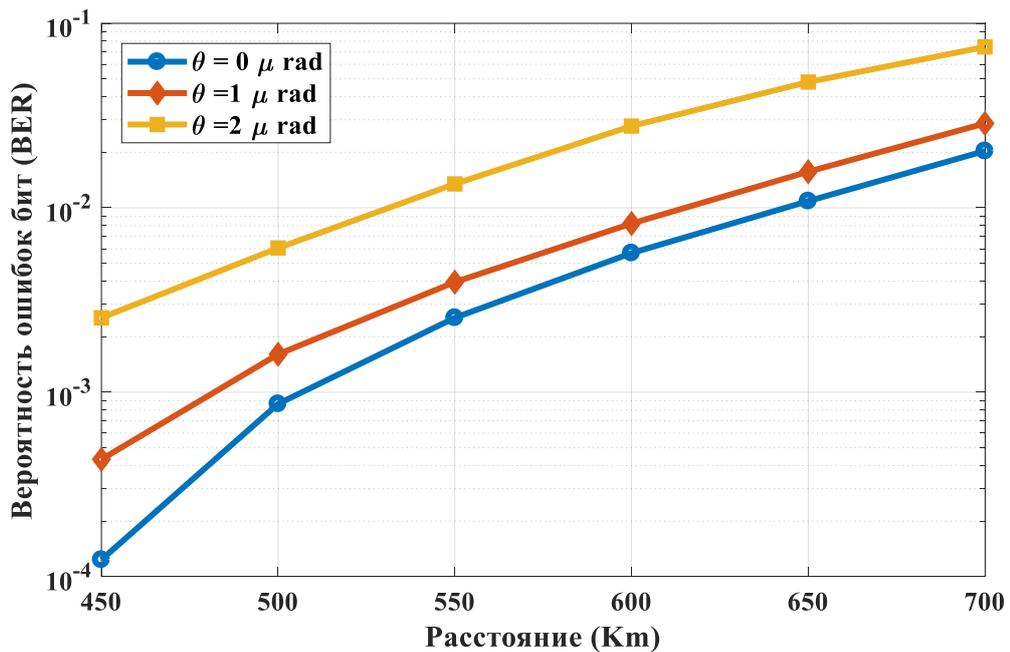


Рисунок 4.20 - Зависимость вероятности ошибок бит от дальности канала при атмосферной турбулентности. Диаметр антенны приёмника 140 мм

Рисунок 4.18 отражает поведение вероятности ошибок бит в зависимости от дальности передачи в диапазоне 350...650 км при диаметрах антенн передатчика и приёмника 100 мм, при углах ошибки наведения 0, 1 и 2 мкрад. Вероятности ошибок бит на 350 км зарегистрированы 1.8×10^{-4} , 6.1×10^{-4} и 1×10^{-3}

³, а на 650 км зарегистрированы 0.07, 0.08 и 0,10 при углах ошибки наведения, равном 0,1, 2 мкрад соответственно.

Аналогичные результаты приведены на рисунке 4.19 при диаметре апертуры передатчика 100 мм и диаметре апертуры приёмника 120 мм. На дальности 400 км зарегистрированы вероятности ошибок бит 1.8×10^{-4} , 4.3×10^{-4} и 1.7×10^{-3} , а на дальности 650 км - 0.02, 0.03¹ и 0.08 при углах ошибки наведения равном 0, 1 и 2 мкрад соответственно.

Рисунок 4.20 отражает поведение вероятности ошибок бит в зависимости от дальности передачи в диапазоне 450..700 км при диаметрах антенны передатчика 100 мм и приёмника 140 мм, при углах ошибки наведения 0, 1 и 2 мкрад. Вероятности ошибок бит на 450 км зарегистрированы 1.2×10^{-4} , 4.3×10^{-4} и 2.5×10^{-3} , а на 700 км зарегистрированы 0.02, 0.028 и 0.07 при углах ошибки наведения, равном 0,1, 2 мкрад соответственно.

Резюме. Вероятности ошибок бит после прохождения через атмосферу с турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления для трассы Земля-спутник, подтверждают возможность передачи данных в лазерной системе спутниковой связи на 350...650 км при диаметрах антенн передающего и приёмного телескопов 100 мм. При диаметре антенны передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на 400...650 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность передачи до 700 км. Сравнительный анализ графиков на рисунках 4.15 – 4.20 показывает, что из-за высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики показателя преломления для трассы Земля-спутник, дальность связи уменьшается с 900 до 700 км (на 30 %) при диаметрах антенн передающего 100 мм и приёмного 140 мм телескопов.

4.6 Выводы

Предложены структурные схемы оптического приёмника, предназначенные для анализа и обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве. Используется усовершенствованный блок цифровой обработки сигналов с этапами предварительной обработки и восстановления, такими как блокировка постоянного тока, нормирование, низкочастотная фильтрация Бесселя,

передискретизация, компенсация квадратурного дисбаланса, восстановление синхронизации, адаптивное выравнивание, понижающая дискретизация, оценка смещения частоты и оценка фазы несущей на принимающей стороне для компенсации ухудшения сигнала во время распространения.

Вероятности ошибок бит подтверждают возможность работы лазерной системы спутниковой связи при передаче данных до 700 км при диаметрах передающего и приёмного телескопов 100 мм при отсутствии турбулентности в атмосфере. При диаметрах передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных до 800 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 900 км.

Вероятности ошибок бит после прохождения через атмосферу с высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления для трассы Земля-спутник, подтверждают возможность работы лазерной системы спутниковой связи при передаче данных на 650 км при диаметрах антенны передающего и приёмного телескопов 100 мм. При диаметрах передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на 650 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 700 км.

Анализ показывает, что из-за высотной турбулентностью, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления для трассы Земля-спутник, дальность связи уменьшается с 900 до 700 км (на 30 %) при диаметрах антенн передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 140 мм.

Проведённый анализ позволяет утверждать, что использование предложенной модели оптического приёмника позволяет оценивать влияние на вероятности ошибок бит атмосферной турбулентности на трассе Земля-спутник, высот орбит спутников, диаметров и коэффициентов передачи оптических телескопов, а также ошибок наведения антенны.

Показано, что система-прототип передачи информации посредством оптического излучения с двойной боковой полосой и с амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте при близких вероятностях ошибок бит проигрывает предлагаемой системе в 10 раз по пропускной способности даже при существенно меньшей дальности связи для анализируемого восходящего канала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе содержится решение актуальной научной задачи, связанной с разработкой и исследованием лазерной системы спутниковой коммуникации в условиях атмосферной турбулентности, обеспечивающей повышение пропускной способности за счёт формирования однополосного оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Предложен алгоритм генерации когерентного оптического излучения с одной боковой полосой с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией, отличающийся от известных алгоритмов реализацией на двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера на кристалле из ниобата лития в двухтактной конфигурации с постоянным напряжением смещения на всех плечах интерферометров со встроенным фазовращателем на $\pi/2$ и включением преобразования Гильберта радиосигнала.

Впервые получены аналитические выражения для описания процесса формирования и спектрального анализа радиосигналов и оптического излучения на выходах функциональных устройств передающей станции на основе разработанной модели формирования оптического излучения с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией. Используя разложения Якоби–Ангера, доказано присутствие в выходном сигнале станции спектральных составляющих радиосигнала на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией и формирование оптического излучения с одной боковой полосой. Получены асимптотические выражения для оценки энергетического уровня спектральных составляющих, соответствующих радиосигналам на поднесущей и нулевой частотах.

Предложен алгоритм обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве, реализующий когерентный гомодинный приём посредством балансного включения фотодетекторов с использованием четырёх оптических ответвителей с дополнительным фазовым сдвигом на $\pi/2$ для одного из разделённых сигналов лазерного гетеродина, отличающийся последующим синхродинным приёмом радиосигналов на поднесущей частоте. Предложенные структуры передающей и приёмной станций увеличивают скорость передачи данных с 1 Гбит/с до 10 Гбит/с по

сравнению с системой, формирующей оптическое излучение с двумя боковыми полосами и амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте.

Использование предложенных моделей для интенсивности принимаемого оптического излучения после прохождения трассы Земля-спутник с учётом воздействия эффектов турбулентной атмосферы и ошибок нацеливания антенн позволяет количественно оценить снижение вероятности ошибок бит и интенсивности принимаемого спутником оптического излучения при разных высотах орбит, диаметрах и эффективности оптических телескопов. Уровни принимаемой мощности оптического излучения подтверждают возможность работы лазерной системы спутниковой связи при передаче данных на расстояние до 700 км при диаметрах антенны передающего и приёмного телескопов 100 мм при отсутствии турбулентности в атмосфере. При диаметрах антенн передающего телескопа 100 мм и приёмного телескопа 120 мм возможна передача данных на расстояние до 800 км. Увеличение диаметра приёмного телескопа до 140 мм увеличивает дальность до 900 км. Установлено, что из-за высотной турбулентности, описываемой моделью Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления для трассы Земля-спутник, дальность связи уменьшается с 900 до 700 км (на 30 %) при диаметрах антенны передающего 100 мм и приёмного телескопа 140 мм.

Показано, что система-прототип передачи информации посредством оптического излучения с двойной боковой полосой и с амплитудной манипуляцией радиосигналом на поднесущей частоте при близких вероятностях ошибок бит проигрывает предлагаемой системе в 10 раз по пропускной способности даже при существенно меньшей протяжённости восходящего канала связи.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Kaushal, H. Optical communication in space: Challenges and mitigation techniques / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE communications surveys & tutorials. – 2016. – Т. 19. – № 1. – С. 57-96.
2. Boucouvalas, A. C. Challenges in optical wireless communications / A. C. Boucouvalas // Optics and Photonics news. – 2005. – Т. 16.– № 9. – С. 36-39.
3. Kedar, D. Urban optical wireless communication networks: the main challenges and possible solutions / D. Kedar, S. Arnon // IEEE Communications Magazine. – 2004. – Т. 42. – № 5. – С. S2-S7.
4. Andrews, L. C. Laser beam scintillation with applications / L. C. Andrews, R. L. Phillips, C. Y. Hopen. – SPIE press, 2001. – 399 с.
5. Zhao, Z. Direct detection free-space optical communications through atmospheric turbulence / Z. Zhao, R. Liao, S. D. Lyke; M. C. Roggemann // 2010 IEEE Aerospace Conference. – IEEE, 2010. – С. 1-9.
6. Franz, J. H. Optical Communications: Components and Systems / J. H. Franz, V. K. Jain. – CRC press, 2000. – 717 с.
7. Andrews, L. C. Free-space laser propagation: atmospheric effects / L. C. Andrews // Digest of the LEOS Summer Topical Meetings, 2005. – IEEE, 2005. – С. 3-4.
8. Bloom, S. Understanding the performance of free-space optics / S. Bloom, E. Korevaar, J. Schuster, H. Willebrand // Journal of optical Networking. – 2003. – Т. 2. – № 6. – С. 178-200.
9. Bloom, S. The last-mile solution: hybrid FSO radio / S. Bloom, W. S. Hartley // Whitepaper, AirFiber Inc. – 2002. – С. 1-20.
10. Fuchs, C. Ground station network optimization for space-to-ground optical communication links / C. Fuchs, F. Moll // Journal of Optical Communications and Networking. – 2015. – Т. 7. – №. 12. – С. 1148-1159.
11. Juarez, J. C. Free-space optical communications for next-generation military networks / J. C. Juarez, A. Dwivedi, A. R. Hammons, S. D. Jones, V. Weerackody, R. A. Nichols // IEEE Communications Magazine. – 2006. – Т. 44. – № 11. – С. 46-51.
12. Hemmati, H. Deep space optical communications / H. Hemmati. – John Wiley & Sons, 2006. – 736 с.

13. Jain, V. K. Free space optical communication: laser sources, modulation schemes and detection techniques / V. K. Jain, H. Kaushal, A. Vats // International Conference on Telecommunication and Networking. – 2013.
14. Toyoshima, M. Trends in satellite communications and the role of optical free-space communications / M. Toyoshima // Journal of Optical Networking. – 2005. – Т. 4. – №. 6. – С. 300-311.
15. Boroson, D. M. Free-space optical communications comes of age / D. M. Boroson // Photonics Spectra. – 2017. – Т. 51. – №. 5. – С. 38-42.
16. Nor, N. A. M. Atmospheric effects on free space earth-to-satellite optical link in tropical climate / N. A. M. Nor, M. R. Islam, W. Al-Khateeb, A. Z. Suriza // International Journal of Computer Science, Engineering and Applications. – 2013. – Т. 3. – №. 1. – С. 17.
17. Dios, F. Scintillation and beam-wander analysis in an optical ground station-satellite uplink / F. Dios, J. A. Rubio, A. Rodríguez, A. Comerón // Applied optics. – 2004. – Т. 43. – №. 19. – С. 3866-3873.
18. Kaushal, H. Free space optical communication: challenges and mitigation techniques / H. Kaushal, G. Kaddoum // arXiv preprint arXiv:1506.04836. – 2015.
19. Древко, Д. Р. Модификации электрооптического модулятора Маха–Цендера для управления лазерным излучением повышенной мощности / Д. Р. Древко, Ю. А. Зюрюкин, Н. М. Ушаков // Нанoeлектроника, нанoфотоника и нелинейная физика: материалы V конф. молодых ученых. – Саратов, 2010. – С. 18–19.
20. Слепов, Н. Н. Оптические волоконные конверторы и модуляторы / Н. Н. Слепов // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2000. – № 6. – С. 6–10.
21. Величко, М. А. Новые форматы модуляции в оптических системах связи / М. А. Величко, О. Е. Наний, А. А. Сусьян // Lightwave Russian Edition. – 2005. № 4. – С. 21–30.
22. Наний, О. Е. Трещиков В.Н. Новое поколение DWDM-систем связи / О. Е. Наний // Фотон-экспресс. – 2014. – № 4 (116). – С. 18–23.
23. Вобликов, Е. Д. Интегрально-оптический модулятор на основе интерферометра Маха–Цендера с асимметричной топологией волноводов / Е. Д. Вобликов, А.Б. Волынцев, А. А. Журавлев, А. В. Кичанов, Р. С. Пономарев, Д. И. Шевцов // Труды МАИ. – 2011. – № 46.

24. Пономарев, Р. С. Некоторые вопросы работы интегрально-оптических модуляторов интенсивности / Р. С. Пономарев, Е. Д. Вобликов // Вестник Перм. ун-та. Сер.: Физика. – 2011. – Вып. 2 (17). – С. 65–68.
25. Листвин, В. Н. Миниатюрные волоконно-оптические датчики вращения: конструкция, технология, характеристики / В. Н. Листвин, В. Н. Логозинский // Электроника: наука, технология, бизнес. – 2006. – № 8. – С. 72–77.
26. Коркишко, Ю. Н. Волоконно-оптический гироскоп навигационного класса точности / Ю.Н. Коркишко, В. А. Федоров, В. Е. Прилуцкий [и др.] // Гироскопия и навигация. – 2008. – № 1. – С. 71–81.
27. Варданын, В. А. Оценка количества спектральных и поднесущих каналов в волоконно-оптических сетях доступа при однополосной оптической модуляции / В. А. Варданын // Автометрия. – 2016. – Т. 52. – № 3. – С. 116-124.
28. Варданын, В. Качество передачи в сетях доступа однополосных оптических канальных сигналов с разными форматами модуляции / В. Варданын, В. Шувалов // Первая миля. – 2018. – № 8. – С. 34-41.
29. Варданын, В. А. Оценка пропускной способности пассивной оптической сети доступа с частотным разделением поднесущих каналов / В. А. Варданын // Электросвязь. – 2017. – № 7. – С. 61-66.
30. Xiong, F. Digital modulation techniques / F. Xiong. – London, 2006. – 1039 с.
31. Henniger, H. An Introduction to Free-space Optical Communications / H. Henniger, O. Wilfert // Radioengineering. – 2010. – Т. 19. – № 2. – С. 203-212.
32. Horwath, J. Experimental verification of optical backhaul links for high-altitude platform networks: Atmospheric turbulence and downlink availability / J. Horwath, N. Perlot, M. Knappek, F. Moll // International Journal of Satellite Communications and Networking. – 2007. – Т. 25. – № 5. – С. 501-528.
33. Moll, F. Wavelength selection criteria and link availability due to cloud coverage statistics and attenuation affecting satellite, aerial, and downlink scenarios / F. Moll, M. Knappek // Free-Space Laser Communications VII. – SPIE, 2007. – Т. 6709. – С. 347-358.
34. Willebrand, H. Free space optics: enabling optical connectivity in today's networks / H. Willebrand, B. S. Ghuman. – SAMS publishing, 2002. – 259 с.
35. Mahalati, R. N. Effect of fog on free-space optical links employing imaging receivers / R. N. Mahalati, J. M. Kahn // Optics Express. – 2012. – Т. 20. – № 2. – С. 1649-1661.

36. Wallace, J. M. Atmospheric Science: An Introductory Survey / J. M. Wallace, P. V. Hobbs. – Elsevier Academic Press, 2006. – 483 c.
37. Sidorovich, V. G. Solar background effects in wireless optical communications / V. G. Sidorovich // Optical Wireless Communications V. – SPIE, 2002. – T. 4873. – C. 133-142.
38. William, D. C. Effects of increased near-infrared absorption by watervapor on the climate system / D. C. William, J. M. Lee -Taylor, D. P. Edwards, G. L. Francis // Journal of Geophysical Research: Atmospheres. – 2006. – T. 111. – №. D18.
39. Giggenbach, D. Optical satellite downlinks to optical ground stations and high-altitude platforms / D. Giggenbach, J. Horwath; B. Epple // Advances in Mobile and Wireless Communications. – Springer, Berlin, Heidelberg, 2008. – C. 331-349.
40. Williams, W. D. RF and optical communications: A comparison of high data rate returns from deep space in the 2020 timeframe / W. D. Williams, M. Collins, D. Boroson, J. Lesh, A. Biswas, R. Orr, L. Schuchman, O. Sands // 12th Ka and Broadband Communications Conference. – 2007. – №. E-15723.
41. Rouissat, M. Free space optical channel characterization and modeling with focus on Algeria weather conditions / M. Rouissat, A. R. Borsali, M. E. Chikh-Bled // International Journal of Computer Network and Information Security. – 2012. – T. 4. – №. 3. – C. 17.
42. Andrews, L. C. Laser beam propagation through random media / L. C. Andrews, R. L. Phillips. – Laser Beam Propagation Through Random Media: Second Edition. – 2005. – 820 c.
43. Rui-Zhong, R. Scintillation index of optical wave propagating in turbulent atmosphere / R. Rui-Zhong // Chinese Physics B. – 2009. – T. 18. – №. 2. – C. 581.
44. Lee, E. J. Part 1: Optical communication over the clear turbulent atmospheric channel using diversity / E. J. Lee, V. W. S. Chan // IEEE journal on selected areas in communications. – 2004. – T. 22. – №. 9. – C. 1896-1906.
45. Zhu, X. Free-space optical communication through atmospheric turbulence channels / X. Zhu, J. M. Kahn // IEEE Transactions on communications. – 2002. – T. 50. – №. 8. – C. 1293-1300.
46. Arnon, S. Effects of atmospheric turbulence and building sway on optical wireless-communication systems / S. Arnon // Optics letters. – 2003. – T. 28. – №. 2. – C. 129-131.

47. Arnon, S. Optimization of urban optical wireless communication systems /S. Arnon // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2003. – Т. 2. – №. 4. – С. 626-629.

48. Кириллов, С. Н. Разработка модели распространения оптического сигнала в водной среде для подводных систем передачи информации / С. Н. Кириллов, С. А. Балюк, С. Н. Кузнецов, А. С. Есенин // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2012. – №. 40. – С. 3-9.

49. Краснов, С. В. Моделирование распространения лазерного импульса в свободном пространстве на основе метода разложения по плоским волнам / С. В. Краснов // Информационные технологии и нанотехнологии. – 2016. – С. 250-255.

50. Kopeika, N. S. Measured profiles of aerosols and turbulence for elevations of 2 to 20 km and consequences of widening of laser beams / N. S. Kopeika, A. Zilberman, Y. Sorani // Optical Pulse and Beam Propagation III. – SPIE, 2001. – Т. 4271. – С. 43-51.

51. Zilberman, A. Laser beam widening as a function of elevation in the atmosphere for horizontal propagation / A. Zilberman, N. S. Kopeika, Y. Sorani // Laser Weapons Technology II. – SPIE, 2001. – Т. 4376. – С. 177-188.

52. Tatarski, V. I. Wave propagation in a turbulent medium / V. I. Tatarski. – Courier Dover Publications. – 2016. – 288 с.

53. Mahmood, H. A. Evolution of radio over free space optical communication utilizing subcarrier multiplexing/amplitude shift keying / H. A. Mahmood, R. K. Romyantsev, H. S. Al-Karawi // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2020. – №. 5 (215). – С. 141-149.

54. Махмуд, Х. А. М. Формирование однополосной квадратурной фазовой манипуляции радиосигналов на поднесущих частотах в когерентной оптической системе коммуникации / Х. А. М. Махмуд, К. Е. Румянцев // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – №. 5. – С. 209 - 220.

55. Andrews, L. C. Aperture averaging of optical scintillations: power fluctuations and the temporal spectrum / L. C. Andrews, R. L. Phillips, C. Y. Hopen // Waves in Random Media. – 2000. – Т. 10. – №. 1. – С. 53.

56. Leven, A. Frequency estimation in intradyne reception / A. Leven, N. Kaneda, U. Koc, Y. Chen //IEEE Photonics Technology Letters. – 2007. – Т. 19. – №. 6. – С. 366-368.

57. Perlot, N. Aperture averaging: theory and measurements / N. Perlot, D. Fritzsche // *Free-Space Laser Communication Technologies XVI*. – 2004. – Т. 5338. – С. 233-242.

58. Карпеев, С. В. Исследование влияния широкополосного излучения на распределение интенсивности, формируемое дифракционным оптическим элементом / С. В. Карпеев, С. В. Алфёров, С. Н. Хонина, С. И. Кудряшов // *Компьютерная оптика*. – 2014. – Т. 38, № 4. – С. 689-694.

59. Wasiczko, L. M. Aperture averaging of optical scintillations in the atmosphere: experimental results / L. M. Wasiczko, C. C. Davis // *Atmospheric Propagation II*. – SPIE, 2005. – Т. 5793. – С. 197-208.

60. Хонина, С. Н. Исследование фокусировки в близкорасположенные световые пятна при освещении дифракционных оптических элементов коротким импульсным лазерным пучком / С. Н. Хонина, С. А. Дегтярев, А. П. Порфирьев, О. Ю. Моисеев, С. Д. Полетаев, А. С. Ларькин, А. Б. Савельев-Трофимов // *Компьютерная оптика*. – 2015. – Т. 39, № 2. – С. 187-196.

61. Navidpour, S. M. BER performance of free-space optical transmission with spatial diversity / S. M. Navidpour, M. Uysal, M. Kavehrad // *IEEE Transactions on wireless communications*. – 2007. – Т. 6. – №. 8. – С. 2813-2819.

62. Chen, Z. Channel correlation in aperture receiver diversity systems for free-space optical communication / Z. Chen, S. Yu, T. Wang, G. Wu, S. Wang, W. Gu // *Journal of Optics*. – 2012. – Т. 14. – №. 12. – С. 125710.

63. Kaushal, H. Ground-to-satellite optical communication link performance with spatial diversity in weak atmospheric turbulence / H. Kaushal, V. K. Jain, S. Kar // *Fiber and Integrated Optics*. – 2010. – Т. 29. – №. 4. – С. 315-340.

64. Zocchi, F. E. A simple analytical model of adaptive optics for direct detection free-space optical communication / F. E. Zocchi // *Optics communications*. – 2005. – Т. 248. – №. 4-6. – С. 359-374.

65. Ларченко, О. А. методика сравнительной оценки работоспособности лазерных линий связи / О. А. Ларченко // *Вологдинские чтения*. – 2001. – №. 20. – С. 95-96.

66. Tyson, R. K. Principles of adaptive optics / R. K. Tyson, B. W. Frazier. – CRC press, 2022. – 338 с.

67. Алфёров, С.В. О возможности управления лазерной абляцией при острой фокусировке фемтосекундного излучения / С.В. Алфёров, С.В. Карпеев, С.Н. Хонина, К.Н. Тукмаков, О.Ю. Моисеев, С.А. Шуляпов, К.А. Иванов, А.Б.

Савельев-Трофимов // Квантовая электроника. – 2014. – Т. 44, № 11. – С. 1061-1065.

68. Ширанков, А. Ф. Разработка лазерно-оптических систем технологических установок на основе теории лазерной оптики / А. Ф. Ширанков, П. А. Носов, И. И. Пахомов, А. Г. Григорьянц, В. П. Якунин, Р.С. Третьяков // Инженерный журнал: наука и инновации. – 2013. – №. 9 (21). – С. 48.

69. Vorontsov, M. A. Adaptive optics based on analog parallel stochastic optimization: analysis and experimental demonstration / M. A. Vorontsov, G. W. Carhart, M. Cohen, G. Cauwenberghs // JOSA A. – 2000. – Т. 17. – №. 8. – С. 1440-1453.

70. Sklar, B. Digital communications: fundamentals and applications / B. Sklar // Pearson, 2021. – 1136.

71. Paarmann, L. D. Design and analysis of analog filters: a signal processing perspective / L. D. Paarmann // Springer Science & Business Media, 2005. – Т. 617.

72. Noe, R. PLL-free synchronous QPSK polarization multiplex/diversity receiver concept with digital I&Q baseband processing / R. Noe // IEEE Photonics Technology Letters. – 2005. – Т. 17. – №. 4. – С. 887-889.

73. Шленов, С. А. Формирование пучка филаментов при распространении фемтосекундного лазерного импульса в турбулентной атмосфере. Часть 2. Статистические характеристики / С. А. Шленов, В. П. Кандидов // Оптика атмосферы и океана. – 2004. – Т. 17. – №. 8. – С. 637-641.

74. Артыщенко, С. В. Способы снижения потерь в каналах распространения лазерных сигналов / С. В. Артыщенко, В. А. Дубинкин, О. В. Николаев // Теория и техника радиосвязи. – 2010. – №. 2. – С. 80-91.

75. Zhu, X. Pilot-symbol assisted modulation for correlated turbulent free-space optical channels / X. Zhu, J. M. Kahn // Free-Space Laser Communication and Laser Imaging. – SPIE, 2002. – Т. 4489. – С. 138-145.

76. Aladeloba, A. O. DPPM FSO communication systems impaired by turbulence, pointing error and ASE noise / A. O. Aladeloba, A. J. Phillips, M. S. Woolfson // 2012 14th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). – IEEE, 2012. – С. 1-4.

77. Moradi, H. Reconfiguration modeling of reconfigurable hybrid FSO/RF links / H. Moradi, M. Falahpour, H. H. Refai, P. G. LoPresti, M. Atiquzzaman // 2010 IEEE International Conference on Communications. – IEEE, 2010. – С. 1-5.

78. Gopal, P. Performance analysis of ground to satellite FSO system with DAPPM scheme in weak atmospheric turbulence / P. Gopal, V. K. Jain, S. Kar // International conference on fiber optics and photonics. – Optical Society of America, 2012. – C. WPo. 43.

79. Liu, C. Packet error rate analysis of DPIM for free-space optical links with turbulence and pointing errors / C. Liu, Y. Yao, J. Tian, Y. Yuan, Y. Zhao, B. Yu // Chinese Opt. Lett. – 2014. – T. 12. – C. S10101-11.

80. Faridzadeh, M. Hybrid PPM-BPSK subcarrier intensity modulation for free space optical communications / M. Faridzadeh, A. Gholami, Z. Ghassemlooy, S. Rajbhandari // 16th European Conference on Networks and Optical Communications. – IEEE, 2011. – C. 36-39.

81. Ghassemlooy, Z. MIMO free-space optical communication employing subcarrier intensity modulation in atmospheric turbulence channels / Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, V. Ahmadi, E. Leitgeb // International Conference on Communications Infrastructure. Systems and Applications in Europe. – Springer, Berlin, Heidelberg, 2009. – C. 61-73.

82. Sinsky, J. H. RZ-DPSK transmission using a 42.7-Gb/s integrated balanced optical front end with record sensitivity / J. H. Sinsky, A. Adamiecki, A. Gnauck, C.A. Burrus, J. Leuthold, O. Wohlgenuth, S. Chandrasekhar, A. Umbach // Journal of lightwave technology. – 2004. – T. 22. – №. 1. – C. 180-185.

83. Eslami, A. Pishro-Nik H. Hybrid channel codes for efficient FSO/RF communication systems / A. Eslami, S. Vangala, // IEEE Transactions on Communications. – 2010. – T. 58. – №. 10. – C. 2926-2938.

84. Gnauck, A. H. 2.5 Tb/s (64×42.7 Gb/s) transmission over 40×100 km NZDSF using RZ-DPSK format and all-Raman-amplified spans / A. H. Gnauck, G. Raybon, S. Chandrasekhar, J. Leuthold, C. Doerr, L. Stulz, A. Agarwal, S. Banerjee, D. Grosz, S. Hunsche, A. Kung, A. Marhelyuk, D. Maywar, M. Movassaghi, X. Liu, C. Xu, X. Wei, D.M. Gill // Optical Fiber Communication Conference. – Optica Publishing Group, 2002. – C. FC2.

85. Tang, Y. Adaptive coding and modulation for hybrid FSO/RF systems / Y. Tang, M. Brandt-Pearce, S. G. Wilson // Conference Record of the Forty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. – IEEE, 2009. – C. 1644-1649.

86. Anguita, J. A. High-rate error-correction codes for the optical atmospheric channel / J. A. Anguita, I. B. Djordjevic, M. A. Neifeld, B. V. Vasic // *Free-Space Laser Communications V.* – SPIE, 2005. – T. 5892. – C. 276-282.
87. Alzubi, J. A. Forward error correction based on algebraic-geometric theory / J. A. Alzubi, O. A. Alzubi, T. M. Chen // Springer International Publishing, 2014. – 70 c.
88. Xu, F. Performance of coded time-diversity free-space optical links / F. Xu, M. Khalighi, P. Causse, S. Bourenane // *24th Biennial Symposium on Communications.* – IEEE, 2008. – C. 146-149.
89. Chia, S. The next challenge for cellular networks: Backhaul / S. Chia, M. Gasparoni, P. Brick // *IEEE Microwave Magazine.* – 2009. – T. 10. – №. 5. – C. 54-66.
90. Anguita, J. Shannon capacities and error-correction codes for optical atmospheric turbulent channels / J. Anguita, I. Djordjevic, M. Neifeld, B. Vasic // *Journal of optical networking.* – 2005. – T. 4. – №. 9. – C. 586-601.
91. Fewer, C. P. A versatile variable rate LDPC codec architecture / C. P. Fewer, M. F. Flanagan, A. D. Fagan // *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers.* – 2007. – T. 54. – №. 10. – C. 2240-2251.
92. Noh, M. A variable rate LDPC coded V-BLAST system / M. Noh, N. Kim, H. Park, H. Lee // *IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004. VTC2004-Fall. 2004.* – IEEE, 2004. – T. 4. – C. 2540-2543.
93. Djordjevic, I. B. Power efficient LDPC-coded modulation for free-space optical communication over the atmospheric turbulence channel / I. B. Djordjevic, B. Vasic, M. A. Neifeld // *National Fiber Optic Engineers Conference.* – Optica Publishing Group, 2007. – C. JThA46.
94. Barua, B. LDPC coded FSO communication system under strong turbulent condition / B. Barua, S. P. Majumder // *2012 7th International Conference on Electrical and Computer Engineering.* – IEEE, 2012. – C. 414-417.
95. Djordjevic, I. B. LDPC coded OFDM over the atmospheric turbulence channel / I. B. Djordjevic, B. Vasic, M. A. Neifeld // *Optics Express.* – 2007. – T. 15. – №. 10. – C. 6336-6350.
96. Khalighi, M. A. Survey on free space optical communication: A communication theory perspective / M. A. Khalighi, M. Uysal // *IEEE communications surveys & tutorials.* – 2014. – T. 16. – №. 4. – C. 2231-2258.

97. Dang, N. T. Performance improvement of FSO/CDMA systems over dispersive turbulence channel using multi-wavelength PPM signaling / N. T. Dang, A. T. Pham // *Optics express*. – 2012. – Т. 20. – №. 24. – С. 26786-26797.
98. Ortiz, G. G. Design of the optoelectronic receiver for deep-space optical communications / G. G. Ortiz, J. V. Sandusky, A. Biswas // *Free-Space Laser Communication Technologies XII*. – SPIE, 2000. – Т. 3932. – С. 127-138.
99. Majumdar, A. K. Free-space laser communications: principles and advances / A. K. Majumdar, J. C. Ricklin. – Springer Science & Business Media, 2010. – Т. 2. – 418 с.
100. Mahdiraji, G. A. Comparison of selected digital modulation schemes (OOK, PPM and DPIM) for wireless optical communications / G. A. Mahdiraji, E. Zahedi // *2006 4th Student Conference on Research and Development*. – IEEE, 2006. – С. 5-10.
101. Kim, I. I. Availability of free-space optics (FSO) and hybrid FSO/RF systems / I. I. Kim, E. J. Korevaar // *Optical Wireless Communications IV*. – SPIE, 2001. – Т. 4530. – С. 84-95.
102. Засов, В. А. Адаптивный эквалайзер / В. А. Засов, М. А. Тарабардин, Е. Н. Никонов // *Математическое и компьютерное моделирование естественно-научных и социальных проблем: материалы XII Меж.* – 2010. – С. 232.
103. Быковский, С. В. Циклотронные защитные устройства: время восстановления параметров / С. В. Быковский, Ю. А. Будзинский, В. Г. Калина, В. Е. Котов, С. В. Николаев, О. А. Саврухин // *Электронная техника. Серия 1: СВЧ-техника*. – 2020. – №. 1. – С. 12-21.
104. Величко, О. Н. Передискретизация тахограммы / О. Н. Величко, О. Е. Гапон // *Системы обработки информации*. – 2014. – №. 9. – С. 168-175.
105. Махмуд, Х. А. М. Влияние диаметра апертуры приемника в спутниковой системе когерентной оптической связи с мультиплексированием поднесущих найквиста / Х. А. М. Махмуд, К. Е. Румянцев // *Тенденции развития естественных наук в современном информационном пространстве и их применение в агробиотехнологиях*. – 2021. – С. 143-146.
106. Milner, S. D. Hybrid free space optical/RF networks for tactical operations / S. D. Milner, C. C. Davis // *IEEE MILCOM 2004. Military Communications Conference, 2004*. – IEEE, 2004. – Т. 1. – С. 409-415.
107. Kashyap, A. Routing and traffic engineering in hybrid RF/FSO networks / A. Kashyap, M. Shayman // *IEEE International Conference on Communications, 2005. ICC 2005*. 2005. – IEEE, 2005. – Т. 5. – С. 3427-3433.

108. Qin-yun, D. On the Capacity of Hybrid Wireless Network in CDMA Scheme / D. Qin-yun, H. Xiu-lin, Z. Yun-yu, Z. Jun // The Fifth International Conference on Computer and Information Technology (CIT'05). – IEEE, 2005. – С. 474-479.

109. Ануашвили, А. Н. Математическое описание процессов когерентного приема излучения, отраженного от неподвижного фона для обнаружения малозаметных подвижных объектов / А. Н. Ануашвили // Инновации и инвестиции. – 2013. – №. 6. – С. 142-145.

110. Taylor, M. G. Coherent detection method using DSP for demodulation of signal and subsequent equalization of propagation impairments / M. G. Taylor // IEEE Photonics Technology Letters. – 2004. – Т. 16. – №. 2. – С. 674-676.

111. Kaminow, I. Optical fiber telecommunications VB: systems and networks / I. Kaminow, T. Li, A. E. Willner. – Elsevier, 2010. – 928 с.

112. Шерстобитов, А. М. о возможности применения оптического 90° гибрида в импульсном когерентном доплеровском лидаре / А. М. Шерстобитов // физика окружающей среды: Материалы XV Международной Школы молодых ученых «Физика окружающей среды» им. АГ Колесника, 5–9 июля 2022 г., г. Томск. – 2022. – С. 68.

113. Hill, R. J. Probability distribution of irradiance for the onset of strong scintillation / R. J. Hill, R. G. Frehlich // JOSA A. – 1997. – Т. 14. – №. 7. – С. 1530-1540.

114. Теряев, Д. В. Исследование алгоритмов цифровой обработки сигнала для повышения спектральной эффективности / Д. В. Теряев // Научное и техническое творчество молодежи. – 2023. – С. 58-65.

115. Al-Habash, A. Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media / A. Al-Habash, L. C. Andrews, R. L. Phillips // Optical engineering. – 2001. – Т. 40. – №. 8. – С. 1554-1562.

116. Vetelino, F. S. Aperture averaging effects on the probability density of irradiance fluctuations in moderate-to-strong turbulence / F. S. Vetelino, C. Young, L. Andrews, J. Reolons // Applied Optics. – 2007. – Т. 46. – №. 11. – С. 2099-2108.

117. Williams, W. D. RF and optical communications: A comparison of high data rate returns from deep space in the 2020 timeframe / W. D. Williams, M. Collins, D. Boroson, J. Lesh, A. Biswas, R. Orr, L. Schuchman, O. Sands // 12th Ka and Broadband Communications Conference. – 2007. – №. E-15723.

118. Sauer, M. Radio over fiber for picocellular network architectures / M. Sauer, A. Kobayakov, J. George // Journal of lightwave technology. – 2007. – Т. 25. – №. 11. – С. 3301-3320.

119. Agrawal, G. P. Fiber-optic communication systems / G. P. Agrawal. – John Wiley & Sons, 2012. – 626 с.

120. Ahmed, R. K. Performance evaluation of high data rate optical communication system utilizing FBG compensated dispersion schemes under different modulation techniques / R. K. Ahmed, H. A. Mahmood // Diyala Journal of Engineering Sciences. – 2017. – С. 94-106.

121. Mahmood, H. A. DCF with FBG for dispersion compensation in optical fiber link at various bit rates using duobinary modulation format / H. A. Mahmood // Engineering and Technology Journal. – 2018. – Т. 36. – №. 5. – С. 514-519.

122. Ahmed, R. K. Performance analysis of PAM intensity modulation based on dispersion compensation fiber technique for optical transmission system / R. K. Ahmed, H. A. Mahmood // 2018 1st International Scientific Conference of Engineering Sciences-3rd Scientific Conference of Engineering Science (ISCES). – IEEE, 2018. – С. 126-130.

123. Mahmood, H. A. Fiber bragg grating and channel spacing effect in WDM radio over fiber system using DPSK modulation format / H. A. Mahmood, R. K. Ahmed // International Journal of Engineering & Technology. – 2018. – Т. 7. – №. 3.4. – С. 218-222.

124. Mahmood, H. A. Radio over fiber performance evaluation in optical communication system utilizing FBG under different DCF schemes for DPSK format / H. A. Mahmood, R. K. Ahmed // Journal of Engineering and Applied Sciences. – 2019. – Т. 14. – №. 4. – С. 1130-1137.

125. Wangchen, R. the performance of the DCF Transmissionn system / R. Wangchen // Journal of applied sciences. – 2003. – Т. 21. – №. 2. – С. 177-181.

126. Варданян, В. А. Методика оценки и компенсация шума биений между поднесущими OFDM-сигнала в волоконно-оптических системах передачи с прямым фотодетектированием / В. А. Варданян // Автометрия. – 2018. – Т. 54. – №. 3. – С. 94-103.

127. Gnauck, A. H. Optical phase-shift-keyed transmission / A. H. Gnauck, P. J. Winzer // Journal of lightwave technology. – 2005. – Т. 23. – №. 1. – С. 115-130.

128. Uddin, M. S. Effect of four wave mixing nonlinearity in wavelength division multiplexing radio over fiber / M. S. Uddin, S. M. R. Ullah, M. M. Hasan // 2014

International Conference on Electrical Engineering and Information & Communication Technology. – IEEE, 2014. – С. 1-6.

129. Das, S. Modeling and performance analysis of RoF system for home area network with different line coding schemes using optisystem / S. Das, E. Zahir // international journal of multidisciplinary sciences and engineering. – 2014. – Т. 5. – №. 6. – С. 1-8.

130. Ferreira, F. M. Design of few-mode fibers with up to 12 modes and low differential mode delay / F. M. Ferreira, D. Fonseca, H. J. A. da Silva // 2014 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). – IEEE, 2014. – С. 353 - 360.

131. Carpenter, J. All optical mode-multiplexing using holography and multimode fiber couplers / J. Carpenter, T. D. Wilkinson // Journal of Lightwave Technology. – 2012. – Т. 30. – №. 12. – С. 1978-1984.

132. Mahmood, H. A. 40 Gbps Laguerre-Gaussian and Hermite-Gaussian Optical Mode Division Multiplexing for Radio over Fiber System / H. A. Mahmood // Journal of Optical Communications. – 2021. – Т. 42. – №. 4. – С. 689-692.

133. Hui, R. Subcarrier multiplexing for high-speed optical transmission / R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. T. Allen, K. R. Demarest, D. Richards // Journal of lightwave technology. – 2002. – Т. 20. – №. 3. – С. 417 - 427.

134. Hui, R. 10-Gb/s SCM fiber system using optical SSB modulation / R. Hui, B. Zhu, R. Huang, C. Allen, K. Demarest, D. Richards // IEEE Photonics Technology Letters. – 2001. – Т. 13. – №. 8. – С. 896-898.

135. Fujiwara, T. Chromatic dispersion tolerant subcarrier multiplexing scheme based on tandem frequency shifted optical SSB modulation / T. Fujiwara, N. Yuki, H. Suzuki, T. Sugawa // 2009 35th European Conference on Optical Communication. – IEEE, 2009. – P. 1-2.

136. Варданын, В. А. Определение максимального количества поднесущих каналов в волоконно-оптических системах передачи с прямым фотодетектированием / В. А. Варданын // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2017. – Т. 20. – №. 1. – С. 33-37.

137. Chen, W. H. Multichannel single-sideband SCM/DWDM transmission systems / W. H. Chen, W. I. Way // Journal of lightwave technology. – 2004. – Т. 22. – №. 7. – С. 1679.

138. Fonseca, D. Transmission improvements using electrical dispersion compensation at the transmitter side and RZ pulse format in optical single sideband systems / D. Fonseca, A. Cartaxo, P. Monteiro // Proc. ICTON 2005, Barcelona, Spain. – 2006. – P. 381 – 384.

139. Бойсунов, Б. П. У. Формирование радиосигналов с использованием преобразования частоты с одной боковой полосой / Б. П. У. Бойсунов, Л. А. Короткова // Достижения науки и образования. – 2021. – №. 3 (75). – С. 21-23.

140. Fonseca, D. On the use of electrical precompensation of dispersion in optical single sideband systems / D. Fonseca, A. Cartaxo, P. Monteiro // IEEE Journal of Quantum Electronics. – 2006. – V. 12, № 4. – P. 603 – 614.

141. Fonseca, D. Recent development on optical single sideband transmission system / D. Fonseca, A. Cartaxo, P. Monteiro // IEEE Journal of Lightwave Technology. – 2006. – V. 1. – P. 38 – 41.

142. Blais, S. R. Optical single sideband modulation using an ultranarrow dual-transmission-band fiber Bragg grating / S. R. Blais, J. Yao // IEEE Photonics technology letters. – 2006. – Т. 18. – № 21. – С. 2230 – 2232.

143. Zhang, C. Application of phase-shifted fiber Bragg grating in single sideband transmission-based radio-over-fiber system / C. Zhang, T. Ning, C. Li, W. Jian, H. Chen, L. Yan, J. Zheng // Optical Engineering. – 2013. – Т. 52, № 11. – 115101.

144. Сидорина, В. А. Экспериментальное исследование приема амплитудно-модулированных сигналов на одной боковой полосе / В. А. Сидорина, Е. Д. Урсегова, Д. Р. Чистякова // приборостроение в ххi веке-2020. интеграция науки, образования и производства. – 2020. – С. 209-217.

145. Chen, X. Effect of Mach-Zehnder modulator DC extinction ratio on single sideband modulation radio over fiber link / X. Chen, D. Huang // Asia Communications and Photonics conference and Exhibition (ACP). – IEEE, 2009. – 2009. – С. 1- 6.

146. Abdul-Rashid, H. A. Novel technique for tandem single sideband communication systems using orthogonal carriers (TSSB-OC) / H. A. Abdul-Rashid, M. B. Tayahi // Optical Transmission Systems and Equipment for WDM Networking. – SPIE, 2002. – Т. 4872. – С. 59 – 63.

147. Loayssa, A. Optical single-sideband modulator for broad-band subcarrier multiplexing systems / A. Loayssa, C. Lim, A. Nirmalathas, D. Benito // IEEE Photonics Technology Letters. – 2003. – Т. 15. – №. 2. – С. 311-313.

148. Nguyen, T. G. Demonstration of a numerically optimized resonantly enhanced Mach-Zehnder modulator / T. G. Nguyen, A. Mitchell, Y. S. Visagathilagar // IEEE photonics technology letters. – 2006. – Т. 18. – №. 3. – С. 454-456.

149. Erkılınç, M. S. Spectrally efficient WDM Nyquist pulse-shaped subcarrier modulation using a dual-drive Mach-Zehnder modulator and direct detection / M. S. Erkılınç, M. P. Thakur, S. Pachnicke, H. Griesser, J. Mitchell, B. C. Thomsen, P. Bayvel, R. I. Killey // Journal of Lightwave Technology. – 2016. – Т. 34, № 4. – С. 1158 - 1165.

150. Парфенов, М. В. Перераспределение оптической мощности в плечах волноводного Y-разветвителя при локальной внешней засветке подложки ниобата лития / М. В. Парфенов, А. В. Тронев, И. В. Ильичев, П. М. Агрузов, А. В. Шамрай // Письма в Журнал технической физики. – 2020. – Т. 46. – №. 1. – С. 8-11.

151. Lim, S. C. Sensitivity analysis on effects of bias drifting in subcarrier multiplexed transmission system employing OSSB modulation / S. C. Lim, H. A. Abdul-Rashid, W. S. Cheong // The 17th Asia Pacific Conference on Communications. – IEEE, 2011. – P. 213 – 217.

152. Mahmood, H. A. Effect of FBG Compensated Dispersion on SCM/ASK Radio over Fiber System / H. A. Mahmood, K. Y. Romyantsev // 12th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI). – IEEE, 2019. – С. 1-5.

153. Бушило, В. Н. Модулятор Маха-Цендера / В. Н. Бушило, Н. В. Тарченко // Кодирование и цифровая обработка сигналов в инфокоммуникациях : материалы международной научно-практической конференции, Минск, 24 апреля 2020 г. / Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники ; редкол.: В. К. Конопелько, В. Ю. Цветков, Л. А. Шичко. – Минск : БГУИР, 2020. – С. 74-77.

154. Seimetz, M. High-order modulation for optical fiber transmission / M. Seimetz. – Springer Science & Business Media. – 2009. – 252 с.

155. Афанасьев, В. М. Электрооптический модулятор по схеме интерферометра Маха-Цендера / В. М. Афанасьев // Прикладная фотоника. – 2016. – Т. 3, № 4. – С. 341 – 369.

156. Cuyt, A. A. M. Handbook of continued fractions for special functions / A. A. M. Cuyt, V. Petersen, B. Verdonk, H. Waadeland, W. B. Jones. – Springer Science & Business Media, 2008. – 431 с.
157. Варданян, В. А. Влияние фазовой самомодуляции и фазовой кросс-модуляции на OFDM-сигналы в волоконно-оптических сетях доступа / В. А. Варданян // Квантовая электроника. – 2018. – Т. 48. – №. 4. – С. 395-400.
158. Arfken, G. B. Mathematical Methods for Physicists / G. B. Arfken, H. J. Weber, F. E. Harris. – 6th ed. – San Diego: Harcourt, 2005. – ISBN 0-12-059876-0. – 1220 с.
159. Kavehrad, M. Laser communication system using wavelet-based multi-rate signaling / M. Kavehrad, B. Hamzeh // IEEE MILCOM 2004. Military Communications Conference, 2004. – IEEE, 2004. – Т. 1. – С. 398-403.
160. Friedlander, S. K. Fundamentals of aerosol dynamics / S. K. Friedlander, D. H. Smoke. – Oxford University Press, New York. – 2000. – 407 с.
161. Nadeem, F. Comparing the fog effects on hybrid network using optical wireless and GHz links / F. Nadeem, B. Flecker, E. Leitgeb, M. S. Khan, M. S. Awan, T. Javornik // 2008 6th International symposium on communication systems, networks and digital signal processing. – IEEE, 2008. – С. 278-282.
162. Muhammad, S. S. Terrestrial free space optical links for high bandwidth connectivity / S. S. Muhammad, T. Kamalakis, E. Leitgeb, O. Koudelka, G. Kandung, T. Javornik // 2005 Pakistan Section Multitopic Conference. – IEEE, 2005. – С. 1-5.
163. Hansel, G. Simulation in the design process of free space optical transmission systems / G. Hansel, E. Kube, P. Schwarz, J. Becker, J. Haase, Peter // Proceedings of the 6th Workshop "Optics in Computing Technology", Paderborn. – 2001. – С. 45-53.
164. Burdah, S. Performance analysis of Q factor optical communication in free space optics and single mode fiber / S. Burdah, O. N. Samijayani, A. Syahriar, R. Ramdhani, R. Alamtaha // Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering. – 2019. – Т. 6. – №. 3. – С. 167-175.
165. Etherton, J. Telescope design and efficiency / J. Etherton, P. C. T. Rees, I. A. Steele // Observatory operations to optimize scientific return II. – SPIE, 2000. – Т. 4010. – С. 298-313.
166. Ricklin, J. C. Atmospheric channel effects on free-space laser communication / J. C. Ricklin, S. M. Hammel, F. D. Eaton, S. L. Lachinova // Journal of Optical and Fiber Communications Reports. – 2006. – Т. 3. – №. 2. – С. 111-158.

167. Saleh, B. E. A. Fundamentals of photonics / B. E. A. Saleh, M. C. Teich. – John Wiley & Sons, 2019. – 1520 c.

168. Toyoshima, M. Scintillation model of laser beam propagation in satellite-to-ground bidirectional atmospheric channels / M. Toyoshima, T. Sasaki, H. Takenaka, Y. Takayama // Acta Astronautica. – 2012. – T. 80. – C. 58-64.

169. Majumdar, A. K. Free-space laser communication performance in the atmospheric channel / A. K. Majumdar // Journal of Optical and Fiber Communications Reports. – 2005. – T. 2. – №. 4. – C. 345-396.

170. Al-Habash, M. A. Mathematical model for the irradiance probability density function of a laser beam propagating through turbulent media / M. A. Al-Habash, L. C. Andrews, R. L. Phillips // Optical engineering. – 2001. – T. 40. – №. 8. – C. 1554-1562.

171. Stromqvist, V. F. Fade statistics for a lasercom system and the joint PDF of a gamma-gamma distributed irradiance and its time derivative / V. F. Stromqvist // University of Central Florida. – 2006.

172. Michael, S. Comparison of scintillation measurements from a 5 km communication link to standard statistical models / S. Michael, R. R. Parenti, F. G. Walther, A. M. Volpicelli, J. D. Moores, W. J. William, R. Murphy // Atmospheric Propagation VI. – SPIE, 2009. – T. 7324. – C. 148-154.

173. Xiao, X. On-axis probability density function and fade behavior of partially coherent beams propagating through turbulence / X. Xiao, D. Voelz // Applied optics. – 2009. – T. 48. – №. 2. – C. 167-175.

174. Ghassemlooy, Z. Free-space optical communication using subcarrier modulation in gamma-gamma atmospheric turbulence / Z. Ghassemlooy, W. O. Popoola, E. Leitgeb // 2007 9th international conference on transparent optical networks. – IEEE, 2007. – T. 3. – C. 156-160.

175. Davis, D. J. design and testing of an earth-to-satellite optical transceiver / D. J. Davis, R. B. Deadrick, J. R. Stahlman // Free-Space Laser Communication Technologies V. – SPIE, 1993. – T. 1866. – C. 107-115.

176. Toyoshima, M. Optimum divergence angle of a Gaussian beam wave in the presence of random jitter in free-space laser communication systems / M. Toyoshima, T. Jono, K. Nakagawa, A. Yamamoto // JOSA A. – 2002. – T. 19. – №. 3. – C. 567-571.

177. Махмуд, Х. А. М. Моделирование мультиплексирования поднесущих Найквиста для оптической системы передачи / Х. А. М. Махмуд, К. Е. Румянцев

// II Всероссийской научно-практической конференции «Digital Era». – 2022. – С. 77-83.

178. Махмуд, Х. А. М. Спектральный анализ системы передачи с мультиплексированием оптических поднесущих, использующей формат модуляции QPSK / Х. А. М. Махмуд, К. Е. Румянцев // Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности: материалы VII Всероссийской научно-технической конференции. – 2021. – С. 77-81.

179. Махмуд, Х. А. М. Анализ восходящего лазерного канала спутниковой коммуникации в условиях атмосферной турбулентности / Х. А. М. Махмуд, К. Е. Румянцев, А. Х. Ш. Аль-Бегат // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2023. – № 4. – С. 174 – 191.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТ О ВНЕДРЕНИИ

УТВЕРЖДАЮ

Директор Института компьютерных технологий
и информационной безопасности

Г. Е. Веселов

« 19 » сентября 2023 г.

**Акт о внедрении результатов диссертационной работы
Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд
кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем**

Результаты диссертационных исследований посвящены лазерной системе спутниковой коммуникации посредством формирования и гомодинного фотодетектирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией. Эти исследования связаны с научным направлением кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем.

В отчётной документации и в выполнении плановых показателей по научной работе кафедры информационной безопасности телекоммуникационных систем и института компьютерных технологий и информационной безопасности отражены публикации и участия в научных конференциях аспиранта (соискателя) Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд, где нашли отражения следующие его наиболее существенные научные результаты:

1. Предложен алгоритм генерации когерентного оптического излучения с одной боковой полосой с модуляцией радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией, который отличается от известных решений реализацией на двух параллельно включённых интерферометрах Маха-Цендера на кристалле из ниобата лития в двухтактной конфигурации с постоянным напряжением смещения на всех плечах интерферометров со встроенным фазовращателем на $\pi/2$ и включением преобразования Гильберта в области радиочастот.

2. Впервые получены аналитические выражения для описания процесса формирования и спектрального анализа радиосигналов с квадратурной фазовой манипуляцией и оптического излучения с одной боковой полосой на выходах функциональных устройств передающей станции. Это позволяет доказать, используя разложения Якоби–Ангера, присутствие в выходном сигнале станции спектральных составляющих радиосигнала на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией и формирования оптического излучения с одной боковой полосой.

3. Предложен алгоритм обработки принимаемого сигнала в системе оптической связи в свободном пространстве, отличающийся когерентным гомодинным приёмом посредством балансного включения фотодетекторов с использованием четырёх оптических ответвителей с дополнительным фазовым сдвигом на $\pi/2$ для одного из разделённых сигналов гетеродина.

4. Разработана методика количественной оценки принимаемой мощности когерентного оптического излучения и вероятности ошибок бит после прохождения гауссовым лазерным лучом трассы Земля-спутник. Методика основывается на обоснованных математических моделях атмосферных потерь из-за комбинированных детерминированных эффектов поглощения света и рассеяния Рэля и Ми, высотной модели Хафнагеля-Валли для структурной характеристики флуктуаций показателя преломления в атмосфере для трассы Земля-спутник, с учетом воздействия эффектов сцинтилляции и мерцания в турбулентной атмосфере, а также дальности связи, ошибок нацеливания и диаметров антенн.

По результатам исследований опубликовано 7 научных работ.

Из них в перечне рецензируемых научных изданий, рекомендованных ВАК Минобрнауки России для публикации материалов диссертаций на соискание учёных степеней кандидата и доктора технических наук, опубликовано 2 статьи:

– Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд, Румянцев К. Е. Формирование однополосной квадратурной фазовой манипуляции радиосигналов на поднесущих частотах в когерентной оптической системе коммуникации // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2022. – №. 5. – С. 209 - 220.

– Hussein Ahmed Mahmood, K.Y. Rummyantsev, Al-Karawi Hussein Shookor. Evolution of radio over free space optical communication utilizing subcarrier multiplexing/amplitude shift keying // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2020. – №. 5 (215). – С. 141-149.

Одна статья опубликована в изданиях Scopus, Web of Science:

– Hussein Ahmed Mahmood, Rummyantsev K.Y., Effect of FBG Compensated Dispersion on SCM/ASK Radio over Fiber System // 12th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI), 19 - 21 October 2019, Huaqiao, Suzhou, China.

В реферируемых изданиях, учитываемых в РИНЦ, 4 публикации:

– Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд, Румянцев К. Е. Спектральный анализ системы передачи с мультиплексированием оптических поднесущих, использующей формат модуляции // VII Всероссийская научно-техническая конференция «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности» (Таганрог, 5-11 апреля 2021 г.). – Таганрог, 2021. – С. 77-81.

– Аль-Карави Хуссейн Шукор, Турулин И. И., Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд. Реализация вычислительной модели для измерения показателей производительности между двумя изображениями // VI Всероссийская научно-техническая конференция молодых учёных, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности» (Таганрог, 6-12 апреля 2020 г.). – Таганрог, 2020. – С. 27-32.

– Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд, Румянцев К. Е. Влияние диаметра апертуры приёмника в спутниковой системе когерентной оптической связи с

мультиплексированием поднесущих Найквиста // I студенческая научно-практическая конференция «Тенденции развития естественных наук в современном информационном пространстве и их применение в агробιοтехнологиях» (Грозный, 22 октября 2021 г.). – Грозный, 2021. – С. 143-146.

– Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд, Румянцев К. Е. Моделирование мультиплексирования поднесущих Найквиста для оптической системы передачи // II Всероссийская научно-практическая конференция «Digital Era» (Грозный, 25 марта 2022 г.). – Грозный, 2022. – С. 77-83.

Результаты диссертационных исследований апробированы на конференциях:

– 12th International Congress on Image and Signal Processing, BioMedical Engineering and Informatics (CISP-BMEI), 19 - 21 October 2019, Huaqiao, Suzhou, China;

– VI Всероссийская научно-техническая конференция молодых ученых, аспирантов, магистрантов и студентов «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 6-12 апреля 2020. г. Таганрог;

– VII Всероссийская научно-техническая конференция «Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных технологий и информационной безопасности», 5-11 апреля 2021. г. Таганрог;

– I студенческая научно-практическая конференция «Тенденции развития естественных наук в современном информационном пространстве и их применение в агробιοтехнологиях», 22 октября 2021. г. Грозный;

– II Всероссийская научно-практическая конференция «Digital Era», 25 марта 2022. г. Грозный.

Практическая ценность работы заключается в повышении пропускной способности лазерной системы спутниковой коммуникации в условиях атмосферной турбулентности посредством формирования и гомодинного фотодетектирования оптического излучения с одной боковой полосой, модулированного радиосигналом на поднесущей частоте с квадратурной фазовой манипуляцией.

Зав. кафедрой ИБТКС, д.т.н., профессор

К. Е. Румянцев

Доцент кафедры ИБТКС, к.т.н., доцент

А. В. Горбунов

Доцент кафедры ИБТКС, к.т.н., доцент

А. П. Плёнкин

ПРИЛОЖЕНИЕ Б. СЕРТИФИКАТЫ

СЕРТИФИКАТ

участника конференции

VII Всероссийской научно-технической конференции
«Фундаментальные и прикладные аспекты компьютерных
технологий и информационной безопасности»

МАХМУД ХУССЕЙН АХМЕД МАХМУД

Руководитель: Румянцев Константин Евгеньевич

Секция: Информационная безопасность
телекоммуникационных систем

Директор ИКТИБ



Г.Е. Веселов

рег. № 705.15.01–52/351



МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
ЧЕЧЕНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ИМЕНИ А.А.КАДЫРОВА
ИНСТИТУТ МАТЕМАТИКИ, ФИЗИКИ И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

СЕРТИФИКАТ участника

Махмуд Хуссейн Ахмед Махмуд

II ВСЕРОССИЙСКАЯ НАУЧНО-ПРАКТИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
«DIGITAL ERA»

25 марта 2022 года

Директор ИМФИТ
Хасухаджиев А. С.-А.