

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ  
КАЗАХСТАН

Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Кафедра «Электроника»

«Допущен к защите»  
Зав. кафедрой «Электроника»

А.А. Копесбаева к.т.н., проф.  
«\_\_» \_\_\_\_\_ 2014г.

ДИПЛОМНЫЙ ПРОЕКТ

На тему: «Исследование помехоустойчивости и пропускной способности  
телекоммуникационных сетей Wi-Fi»

Специальность «5В071900 – Радиотехника, электроника и  
телекоммуникации»

Выполнил \_\_\_\_\_ ст. гр. ЭСТ-10-1 С.Б. Калкулов

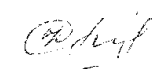
Научный руководитель \_\_\_\_\_ С.К. Оразалиева, ст. преп.

Консультанты:  
по экономической части:  
Бекишева А.И., к.э.н., доцент

\_\_\_\_\_ « 16 » апреля 2014 г.  
(подпись)

по безопасности жизнедеятельности:  
Абдимуратов Ж. С., доцент

\_\_\_\_\_ « 04 » мая 2014 г.  
(подпись)

Нормоконтролер: С.К. Оразалиева, ст. преп. — 

\_\_\_\_\_ « 11 » \_\_\_\_\_ 20\_\_ г.  
(подпись)

Рецензент: Касимов А.О., к.т.н

\_\_\_\_\_ « 13 » \_\_\_\_\_ 20\_\_ г.  
(подпись)

Алматы 2014 г.

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РЕСПУБЛИКИ  
КАЗАХСТАН

Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Факультет «Радиотехники и связи»  
Специальность «5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации»  
Кафедра «Электроника»

ЗАДАНИЕ  
на выполнение дипломного проекта

Студента С.Б. Калкулова

Тема проекта «Исследование помехоустойчивости и пропускной способности телекоммуникационных сетей Wi-Fi» утверждена приказом ректора № 115 от 24 сентября 2013 г.

Срок сдачи законченной работы «15» мая 2014г.

Исходные данные к проекту (требуемые параметры результатов проектирования) и исходные данные: Исследование помехоустойчивости и пропускной способности телекоммуникационных сетей Wi-Fi

Перечень подлежащих разработке в дипломном проекте вопросов или краткое содержание дипломного проекта

1. Технологическая часть (описание общих сведений о беспроводных сетях).
2. Конструкторская часть (представление модуляций сложных сигналов).
3. Программное обеспечение (расчет характеристик приема сигналов в телекоммуникационных системах).
4. Общие вопросы охраны труда (расчет освещения и вентиляции помещения, где осуществляется эксплуатация устройства).
5. Техничко-экономическая часть (расчет экономического эффекта от внедрения данной технологии).




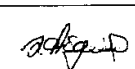
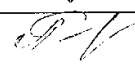
Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей): в данной работе содержится 30 рисунка и 11 таблиц.

Рекомендуемая основная литература:

1. Вишневский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. Москва: Техносфера, 2005. – 592 с.
2. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800с.
3. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. / Пер. с англ. – М.: Питер, 2004. – 554 с.
4. Князевский Б.А. Охрана труда. – М.: Высшая школа, 2002. – 365 с.

5. Базылов К.Б., Алибаева С.А., Бабич А.А. Выпускная работа бакалавров. Экономический раздел. – Алматы: АИЭС, 2008. - 20 с.

Консультанты по проекту с указанием относящихся к ним разделов работы

| Раздел                         | Консультант       | Сроки    | Подпись   |
|--------------------------------|-------------------|----------|---|
| Технологическая часть          | Оразалиева С.К.   | 30.03.14 |  |
| Разработка сети                | Оразалиева С.К.   | 15.04.14 |  |
| Программное обеспечение        | Оразалиева С.К.   | 30.04.14 |  |
| Безопасность жизнедеятельности | Абдимуратов Ж. С. | 4.05.14  |  |
| Экономическая часть            | Бекишева А. И.    | 10.05.14 |  |

**Г РАФИК**  
подготовки дипломного проекта

|   |   |          |  |
|---|---|----------|--|
| 1 | 1. Технологическая часть<br>1.1 Общие сведения о беспроводных сетях<br>1.2 Основные принципы построения сетей по стандарту IEEE 802.11<br>1.3 Физический и MAC-уровень в стандарте IEEE 802.11<br>1.4 Структурные схемы локальных сетей | 30.03.14 |  |
| 2 | 2. Конструкторская часть<br>2.1 Геометрическое представление сигналов<br>2.2 Методы фазовой манипуляции сигналов (ОФМ, ФМ2, ФМ4)<br>2.3 Модуляция с минимальным частотным сдвигом<br>2.4 Квадратурная модуляция и ее характеристики     | 15.04.14 |  |
| 3 | 3 Программное обеспечение<br>3.1 Расчет вероятности ошибок различения сигналов при квадратурной модуляции<br>3.2 Вероятность ошибок различения неортогональных сигналов с различными коэффициентами корреляции                          | 30.04.14 |  |
| 4 | 4. Безопасность жизнедеятельности   | 5.05.14  |  |
| 5 | 5. Бизнес-план  | 10.05.14 |  |

Дата выдачи задания « \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ г.

Заведующий кафедрой \_\_\_\_\_  
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Руководитель \_\_\_\_\_  
(подпись) (Фамилия и инициалы)

Задание принял к исполнению  
студент \_\_\_\_\_

## ДАТПА

Ұсынылған бітірушіні жұмысы WI-FI технологиясын қолданып, жергілікті желіні жобалауға арналған.

Сымсыз байланыс желісі үшін қолданылатын технологияларға шолу жасалып, жергілікті желі құру қарастырылған.

Бітіру жұмысын дайындау барысында радиотрассаның, тура көріністің және Френель зоналарының есептеулері жүргізілген.

Өміртіршілік қауіпсіздігі бөлімінде қауіпті және зиянды өнеркәсіп факторларына және қорғану шараларына талдау жүргізілген.

Бітіру жұмысында экономикалық бөлім қарастырылған.

## АННОТАЦИЯ

Данный дипломный проект посвящен исследованию помехоустойчивости и пропускной способности технологии.

Рассмотрен обзор технологий применяемых для беспроводных сетей связи и выполнена разработка структуры локальной сети.

При разработке дипломного проекта была выполнена оценка пропускной способности.

Произведен анализ опасных и вредных производственных факторов и защитных мероприятий по охране труда.

В дипломном проекте была разработана экономическая часть.

## ANNOTATION

This diploma project is dedicated to the study of hindrance stability and bandwidth technology.

Wireless communication network technologies review and LAN structure development was considered.

In this diploma project bandwidth was estimated.

The analysis of dangerous and harmful factors and protective measures for the protection of labor was estimated.

In this diploma project economical part was calculated.

## СОДЕРЖАНИЕ

|       |   |    |
|-------|---|----|
|       | ВВЕДЕНИЕ  | 7  |
| 1     | ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ   | 8  |
| 1.1   | Общие сведения о беспроводных сетях   | 8  |
| 1.2   | Основные принципы построения сетей по стандарту IEEE 802.11                                   | 10 |
| 1.3   | Физический и MAC-уровень в стандарте IEEE 802.11  | 13 |
| 2     | КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ   | 19 |
| 2.1   | Геометрическое представление сигналов   | 19 |
| 2.2   | Методы фазовой манипуляции сигналов (ОФМ, ФМ2, ФМ4)   | 20 |
| 2.3   | Модуляция с минимальным частотным сдвигом   | 23 |
| 2.4   | Квадратурная модуляция и ее характеристики  | 27 |
| 3     | ПРОГРАММНАЯ ЧАСТЬ   | 31 |
| 3.1   | Расчет вероятности ошибок различения сигналов при квадратурной модуляции                      | 31 |
| 3.2   | Вероятность ошибок различения неортогональных сигналов с различными коэффициентами корреляции | 35 |
| 3.3   | Оценка пропускной способности Wi-Fi (физический уровень)                                      | 40 |
| 4     | БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ  | 47 |
| 4.1   | Анализ условий труда  | 47 |
| 4.1.1 | Характеристика помещения  | 47 |
| 4.1.2 | Оценка микроклимата   | 48 |
| 4.2   | Расчет системы кондиционирования  | 49 |
| 4.3   | Обеспечение электробезопасности   | 52 |
| 4.3.1 | Расчет зануления  | 53 |
| 5     | ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ   | 58 |
| 5.1   | Преимущества беспроводной сети  | 58 |
| 5.2   | Исследования мировых достижений в области беспроводных сетей                                  | 59 |
| 5.3   | Организация беспроводных сетей в интернет-кафе "SKY" отеля "GoldenPalace"                     | 59 |
| 5.4   | Финансовый план построения сети   | 60 |
| 5.4.1 | Капитальные затраты   | 61 |
| 5.4.2 | Расчет годовых эксплуатационных расходов  | 62 |
| 5.4.3 | Расчет доходов от внедрения технологии беспроводного доступа Wi-Fi                            | 66 |
| 5.4.4 | Прибыль и срок окупаемости  | 67 |
|       | ЗАКЛЮЧЕНИЕ  | 70 |
|       | СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ   | 71 |

## ВВЕДЕНИЕ

В последние года XX века, цифровые беспроводные сети очень сильно начали развиваться, что продолжается и по сей день. Толчком к этому была, с одной стороны, началось быстрое развертывание всемирной паутины, с другой - введение новых, передовых способов шифрования и отправки данных. В нынешнее время понятно, что широкополосные Wi-Fi сети практически вне конкуренции для быстрого развертывания, мобильность, цене и широте возможностей применения, в частых моментах являя собой единственное экономически жизнеспособного решения.

Для страны которых большую площадь в сочетании с низкой плотностью населения, широкополосные беспроводные решения имеют особое значение, поскольку они позволяют экономично и быстро создать структуру телекоммуникационной на обширных территориях. Это особенно важно для отдаленных и сельских информатизации регионов Республики Казахстан и решения одной из важнейших проблем информационной безопасности РК - проблема «цифрового разрыва»-Казахстанской областей.

В связи с этим весьма актуальной является дальнейшее развитие фундаментальной теории в области передачи информации. В этой работе достаточно считается одним из широкополосных беспроводных стандартов связи (IEEE 802.11), а также методы, используемые в его модуляции. Особое внимание уделяется характеристикам приема сигналов в телекоммуникационных системах.

# 1 ТЕХНОЛОГИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

## 1.1 Общие сведения о беспроводных сетях

Беспроводные сети передачи информации обладают следующими достоинствами:

- гибкость архитектуры, т.е. возможность динамического изменения топологии сети при подключении, передвижении и отключении мобильных пользователей без значительных потерь времени;
- высокая скорость передачи информации (1-10 Мбит/с и выше);
- быстрота проектирования и развертывания;
- высокая степень защиты от несанкционированного доступа;
- отказ от дорогостоящей и не всегда возможной прокладки или аренды оптоволоконного или медного кабеля.

Обычно беспроводные сети передачи информации подразделяют:

- по способу обработки первичной информации – на цифровые и аналоговые;
- по ширине полосы передачи – на узкополосные, широкополосные и сверхширокополосные;
- по локализации абонентов – на подвижные и фиксированные;
- по географической протяженности – на персональные, локальные, региональные (городские) и глобальные;
- по виду передаваемой информации – на системы передачи речи, видеоинформации и данных. [1]

Рассмотрим функциональную схему и основные элементы беспроводной цифровой системы связи (рисунок 1.1).

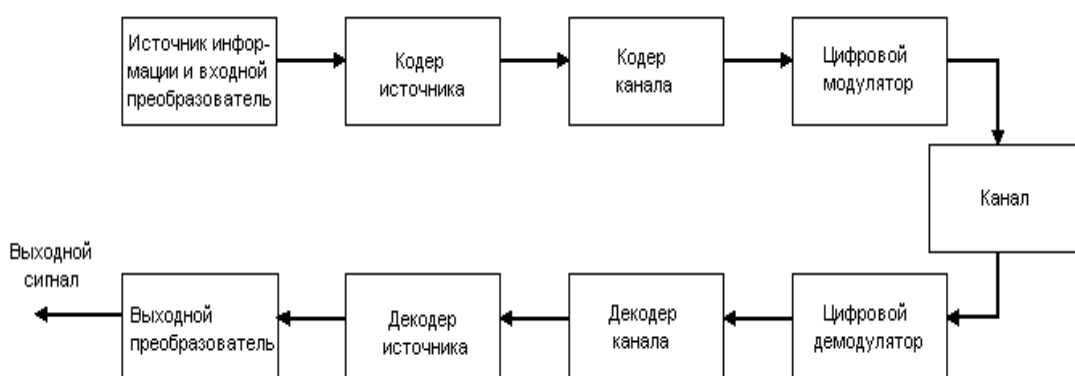


Рисунок 1.1- Основные элементы цифровой системы связи

Выход источника может быть либо аналоговым сигналом, как звуковой или видеосигнал, либо цифровым сигналом, как выход печатающей машины.



В цифровой системе связи сообщений, полученных от источника преобразуются в последовательность двоичных символов. Процесс эффективное преобразование мощности - аналоговые и цифровые - в последовательности двоичных символов называется источником кодирования или сжатие данных.

Последовательность двоичных символов от кодера источника поступает на кодер канала. Цель кодера канала состоит в том, чтобы ввести управляемым способом некоторую избыточность в информационную двоичную последовательность, которая может использоваться в приемнике, чтобы преодолеть влияние шума и интерференции, с которой сталкиваются при передаче сигнала через канал. Таким образом, добавленная избыточность служит для увеличения надежности принятых данных и улучшает верность воспроизведения принятого сигнала.

Выход двоичная последовательность из канального кодера подается на цифровой модулятор, который обеспечивает интерфейс для канала связи. Основная цель цифрового модулятора уменьшается для отображения информации в бинарной последовательности, соответствующий сигналу

Канал связи - физический носитель, который используется для передачи сигнала от передатчика к приемнику. Когда беспроводной канал связи может быть атмосфера (свободное пространство). В канале связи передается сигнал подлжит случайных искажений посредством таких механизмов, как влияние аддитивного теплового шума, создаваемого электронными устройствами, воздействие производственного шума, воздействия атмосферных помех и т.д.

На приемной стороне цифрового демодулятора цифровой связи обрабатывает канал искаженный переданный сигнал и преобразует его в виде последовательности чисел, которые являются оценками переданных данных. Этот номер последовательности подается в канальный декодер, который пытается восстановить исходную последовательность информации с помощью кода канала и знание избыточности, содержащейся в принятых данных.

Измерьте качество демодулятор и декодер - это частота, с которой возникают ошибки декодированного последовательность. Точнее, средняя вероятность битовой ошибки символа выходной декодер удобной характеристикой качества демодулятора-декодера.

На заключительном этапе, когда считается аналоговый выход, декодер источник принимает выходной последовательности канального декодера, и используя знание метода кодирования источника применен механизм пытается восстановить первоначальную форму источника сигнала. Ошибок декодирования и возможно искажение в кодере и декодере, источник привести к тому, что сигнал на выходе сигнал декодера источника приближение к первоначальному источнику сигнала. Разница, или некоторые функцией разности между исходным и восстановленного сигнала является мерой искажения введен цифровой системы связи. [2]

## 1.2 Основные принципы построения сетей по стандарту IEEE 802.11

Беспроводные сети передачи информации разработаны в течение последних десяти лет является невероятно быстро. Простота развертывания таких сетей ограничивается только необходимостью регистрации разрешений (в тех странах, где это требуется). Пропускная способность они не уступают выделенной медной линии. Иммунитет, надежность и безопасность современных протоколов связи делают беспроводные локальные сети передачи информации очень широким и оборудование для них - массовый продукт. Понятие «локальной информационной сети», а произвольной. Как правило, система относится к локализованным в пределах ста метров. Тем не менее, технология Ethernet с успехом применяют и на расстояниях до нескольких десятков километров. Современные стандарты в этой области показывают, как тесно сегодня объединить две ветви телекоммуникаций - Традиционная телефония и передачи данных. Рассмотрим один из самых популярных стандартов для локальных сетей - IEEE 802.11.

В соответствии с эталонной моделью взаимодействия открытых систем все протоколы взаимодействия систем подразделяются на семь уровней (рисунок 1.2) – физический, канальный (звена данных), сетевой, транспортный, сеансовый, представительский и прикладной.

|  |
|--|
| Прикладной уровень                       |
| Представительский уровень                |
| Сеансовый уровень                        |
| Транспортный уровень                     |
| Сетевой уровень                          |
| Канальный уровень (уровень звена данных) |
| Физический уровень                       |

Рисунок 1.2 -Уровни взаимодействия систем.

Стандарт IEEE 802.11 рассматривает две более низкие уровни модели OSI: физический уровень и линии передачи данных (это также называется протокол передачи данных). Последний делится на две подгруппы слоев: верхнего и нижнего. Стандарт IEEE 802.11 считает нижнюю подуровень - Мас, т.е. канала управления доступом (среды передачи).

Другими словами, стандарт физического уровня определяет способ работы скорость передачи мультимедиа и методы модуляции. На уровне MAC - принцип, на котором устройство используется (совместно) общий канал способы подключения устройств к точкам доступа и аутентификации, механизмов защиты данных. Поскольку стандарт IEEE 802.11 был разработан как "besprovodnoyEthernet", он обеспечивает пакет с 48-битового адреса пакета, а также любой сети Ethernet. IEEE 802 комитет уделил особое внимание совместимости всех своих стандартов, в результате чего проводной и беспроводной IEEE 802 легко интегрируются друг с другом.

IEEE 802.11 ориентирована на диапазоне 2,400-2,4835 ГГц с шириной полосы 83,5 МГц. Определено стандарт спектральная маска для одного канала показан на рисунке 1.3 (власть относительно пики функции греха ( $x$ ) /  $x$ ). Ширина канала на уровне -30 дБ составляет 22 МГц, таким образом, группа из 83,5 МГц, может быть, три неперекрывающихся каналов.

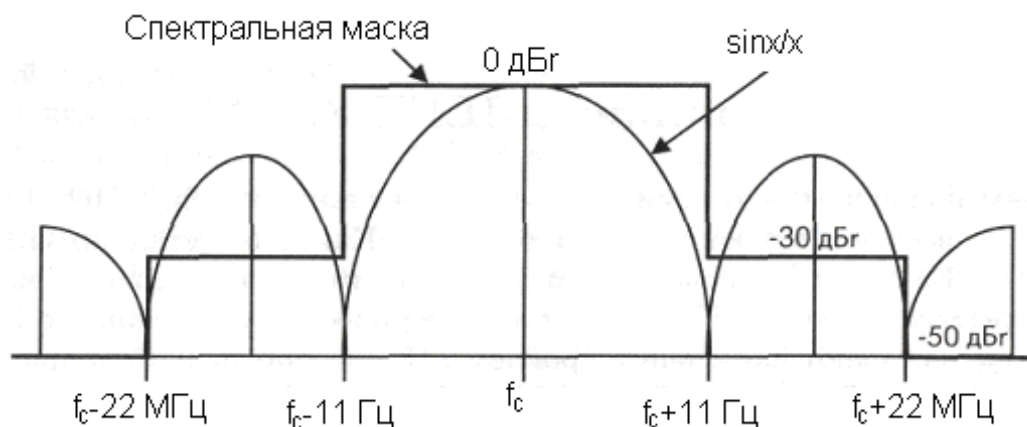


Рисунок 1.3 - Спектральная маска канала сети 802.11

Стандарт предусматривает два основных способа организации локальной сети: по принципу «равный с равным» (рисунок 1.4, а) и в виде структурированной сети (рисунок 1.4, б).

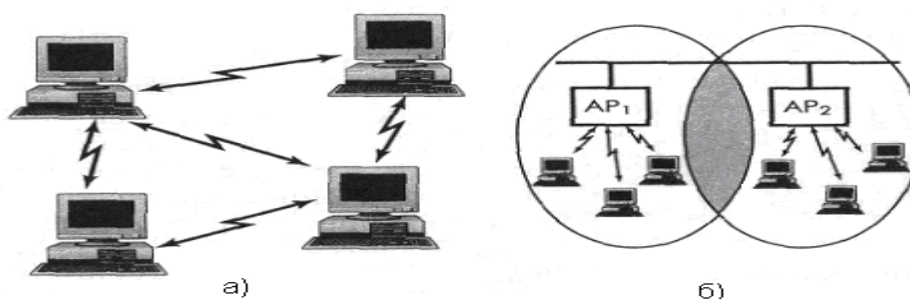


Рисунок 1.4 - Архитектура сети IEEE 802.11

В первом случае связь устанавливается непосредственно между двумя

станциями, и никакого администрирования не предусмотрено. В случае структурированных сетей (а как показала практика, это основной способ построения сетей IEEE 802.11) в их составе появляется дополнительное устройство – точка доступа (AP), как правило, стационарная и действующая на фиксированном канале. Связь между устройствами происходит только через точки доступа. Через них же возможен выход во внешние проводные сети. В сети IEEE 802.11 может быть несколько точек доступа, объединенных проводной сетью Ethernet. Фактически такая сеть представляет собой набор базовых станций с перекрывающимися зонами охвата. Стандарт IEEE 802.11 допускает перемещения устройств из зоны одной точки доступа в зону другой (роуминг), тем самым обеспечивая мобильность. Поскольку для мобильных станций важен вопрос ресурса элементов питания, в стандарте заложен специальный протокол управления энергопотреблением – непосредственно при обмене передающее устройство может перевести приемник в режим ожидания.

Как правило, функции управления распределены между всеми устройствами в сети IEEE 802.11 - так называемый распространяется режим управления. Однако для структурированных сетей можно иметь централизованный контроль, когда управление передается в определенной точке доступа. Необходимость режиме централизованного управления происходит, когда вы передаете конфиденциальные сведения к задержкам (например, видеопотоки). После IEEE 802 семейство сетей работают по принципу конкурентного доступа к каналу - нет приоритетов. Чтобы спросить их, если это необходимо, и режим централизованного управления. Однако работа в этом режиме может происходить только при определенных повторяющихся интервалах.

Самое важное требование для беспроводных стандартов - это безопасность передачи данных. В связи с этим, уровень УДС обеспечивает защиту данных, включающий аутентификацию станций и фактическое шифрование данных. Этот механизм должен обеспечить такой же уровень защиты, как и в обычной сети Ethernet, так это называется WEP. Алгоритм WEP основан на использовании четырех общих сетевых один секретных ключей длиной 40 бит. Алгоритм умножения использует начальные блоки данных на псевдослучайной последовательности является такой же длины, как блока зашифрованных данных. Генератор последовательностей псевдослучайных инициализации до 64-разрядного числа, состоящего из 24-битного вектора инициализации и секретного ключа 40 бит. Важно отметить, что если секретный ключ известен и неизменные сетевые устройства, вектор инициализации может изменяться от пакета к пакету. Для защиты от несанкционированного изменения информации, передаваемой друг зашифрованы пакет защищен 32-битной контрольной суммой в. Таким образом, для шифрования данных, подлежащих передаче добавляются в 8 байт 4 справки

составит в вектор инициализации три и даже 1 байт содержит информацию о количестве секретного ключа (один из четырех).

Устройства, соответствующие спецификациям оригинального IEEE 802.11, почти не получили развития. Величина проводных сетей Ethernet значительно возросло, а максимальная скорость передачи данных стандарта IEEE 802.11 - 2 Мбит / с - не удовлетворить пользователей. Проблема решена внешний вид стандарт IEEE 802.11b. В связи с широким диапазоном скоростей (1, 2, 5.5, 11 Мбит / с) он выиграл массовую популярность. Эта спецификация описывает механизмы передачи в диапазоне 2,4 ГГц только через режим модуляции с расширением спектра по прямой последовательности. Так на, без ущерба для общности, считать IEEE 802.11 с точки зрения точности IEEE 802.11b. [1]

### 1.3 Физический и MAC-уровень в стандарте IEEE 802.11

Особенности стандартной IEEE 802.11 семье спецификаций от другой IEEE 802-старта на уровне MAC. Как известно, основным принципом Ethernet - это многоканальное доступ с контролем несущей и обнаружением коллизий. Станция может начать передавать только если канал свободен. Если станции обнаруживают, что на том же канале пытаются работать несколько станций, они все останавливаются передачи и попытаются возобновить его через случайный промежуток. Таким образом, даже когда передача устройство должно контролировать канал, то есть, чтобы управлять приема.

Это относительно простой проводной проблематичным в области беспроводной связи - Затухание сигнала в воздухе гораздо сильнее, чем в проводе. Таким образом, существуют две основные проблемы. Во-первых, очень трудно, если не будет решена проблема управления устройства, передающего перевозчика (когда он вещает, справедливость явно намного сильнее сигнала, чем сигнал от удаленного устройства). Во-вторых, возможно, что два устройства (А и В) удаляются и не слышат друг друга, но оба попадают в объем третьего блока С (рис. 1.5) - так называемая проблема скрытых станций. Если оба устройства А и В начало передачи, они по существу не в состоянии обнаружить конфликтную ситуацию и определить, почему пакеты не проверят.

Для устранения подобных проблем в спецификациях IEEE 802.11 механизм, принятые для контроля доступа многократного носителя и предупреждения столкновений судов. Перед передачей slushaetefir устройства и ждет, когда канал становится доступным. Канал считается свободно, при условии, что активность не обнаружено в течение определенного периода времени - определенный тип межкадрового интервала.

Рисунок 1.5 - Иллюстрация проблемы скрытых станций

Если в течение этого периода оставался свободный канал, устройство ожидает другой случайной задержкой по времени и, если канал не занят, передает пакет. Если пакет является частным устройством (не транслировать или многоадресной), то приемник успешно получил пакет, передатчик посылает короткий подтверждения кадра ACK. Если датчик не получил ACK, он находит потерянный пакет отправлен и повторяет процесс передачи.

Следует отметить, что если устройство повторно передает пакет, чтобы определить свободный канал оно должно использовать повышенный интервал передачи пакетов. Кроме того, время задержки выбирается случайным образом на определенном интервале. При первой попытке отправить этот интервал является минимальным. Когда она не удваивает каждый последующий пока, пока она не достигает заданного предельного значения. Эти меры приводят к тому, что устройство успешно переданные пакеты имеет преимущества в захвате канала (который виноват, что более длинные ожидания).

Перед первой попыткой получить доступ к каналу устройство загружает длительность случайного интервала отсрочки в специальный счетчик. Его значение декрементируется с заданной частотой, пока канал свободен. Как только счетчик обнулится, устройство может занимать канал. Если до обнуления счетчика канал занимает другое устройство, счет останавливается, сохраняя достигнутое значение. При следующей попытке отсчет начинается с сохраненной величины. В результате неуспешный в прошлый раз получает больше шансов занять канал в следующий. В проводных сетях Ethernet подобного механизма нет.

Однако описанная процедура не устраняет проблему скрытых станций доступа. Чтобы преодолеть эту трудность два дополнительных кадров: RTS (запрос на передачу) и CTS (статус подтверждение). Устройство желающих послать фрейм пакетов данных передает короткого кадра отправлено RTS. Если принимающее устройство готово к приему, он предоставляет передачи ответа кадр - CTS. Далее, в соответствии с процедурой, описанной выше передающего устройства посылает фрейм данных и ожидает ACK.

Стандарт IEEE 802.11 предоставляет два механизма для мониторинга активности канала (Carrier Detect): физические и виртуальные. Первый механизм реализован на физическом уровне и снижается до определенного уровня сигнала на антенне и сравнить его с пороговым значением. Виртуальный механизм обнаружения несущей основан на том, что передаваемые кадры данных и управляющие кадры в ACK и RTS / CTS предоставляет информацию о времени, необходимого для передачи пакета (или группу пакетов) и получения подтверждения. Все устройства в сети получать информацию о текущей программе и может определить, как долго канал занят, то есть устройство при подключении все отчеты о том, что раз это оставляет канал.

Все описанные механизмы относятся к сети с распределенным

управления. Однако, сеть может присутствовать и AP с властью узурпировать контроль, то они называются координационные пункты (RS). Когда сеть переходит на централизованное управление, чтобы интервалы движения происходят, в котором конкурентоспособными доступа отменяется, и все коммуникации под контролем компьютера (рис. 1.6). По окончании таких интервальных возвращается к сети с распределенным контролем. Интервалы работает MS следуют строго ограниченный период, в начале каждого интервала RS предоставляет рамку пользовательских сигнала. Компьютер не может перейти к следующему кадру маяка, пока канал не ясно, то есть еще один "свободной конкуренции" интервал может быть отложено.

В самом деле, централизованное управление - это режим синхронной передачи, в соответствии с которым асинхронный сеть защищены интервалов. Этот режим позволяет использовать IEEE 802.11 технологии для таких приложений, как передача аудио / видео и других по своей сути синхронных данных.

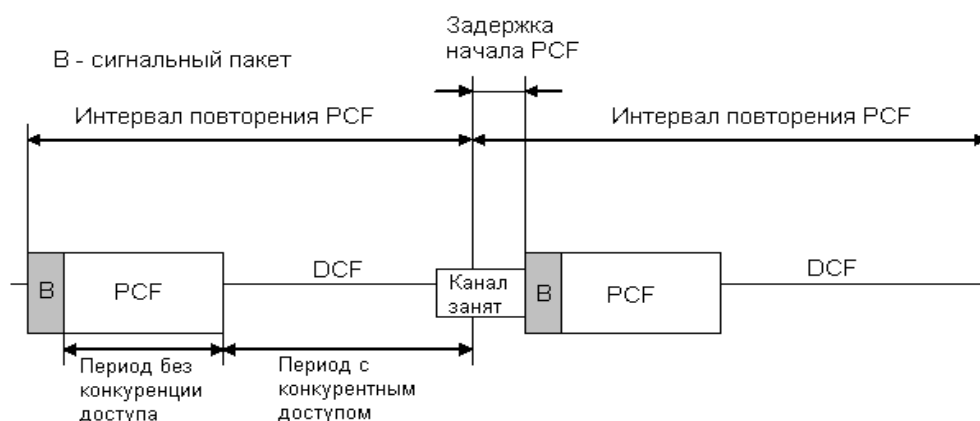


Рисунок 1.6-Циклы работы сети в режимах с концентрированным (PCF) и распределенным (DCF) управлением

Все коммуникации в сетях 802.11 IEEE происходит через отдельных кадров. По своей структуре особенно заметно разделение физических и MAC слоев. В самом деле, кадр формируется на уровне MAC, заголовок физического уровня добавляется к нему физического уровня (ПСФУ). В пакетах MAC-уровня передаются из приложения верхнего уровня. Если размер превышает максимально допустимый в IEEE 802.11 дефрагментации происходит - большой пакет разбивается на несколько более мелких, которые передаются с помощью специальной процедуры.

Рамки MAC слой может быть трех типов: управления кадр данных (ACK, RTS, CTS и т.д.), а также управления кадров. Их структура такая же. Каждый кадр содержит информацию заголовка и контрольной суммы поле CRC MAC. В названии передается полная информация о версии протокола стандарт IEEE 802.11 группу, тип кадра, защита системы, и т.д.; Длительность процедуры пакета, адрес получателя / отправителя (от 1 до 4, четыре адресных полей необходимы, если пакеты передаются от

подсети одной точки доступа в подсеть другой) и информация о последовательности связанных пакетов. Информационное поле может быть различной длины или вовсе отсутствовать (в контрольных кадрах).

На физическом уровне к MAC-кадрам (MPDU) добавляется заголовок физического уровня, состоящий из преамбулы и собственно PLCP-заголовка (рисунок 1.7).

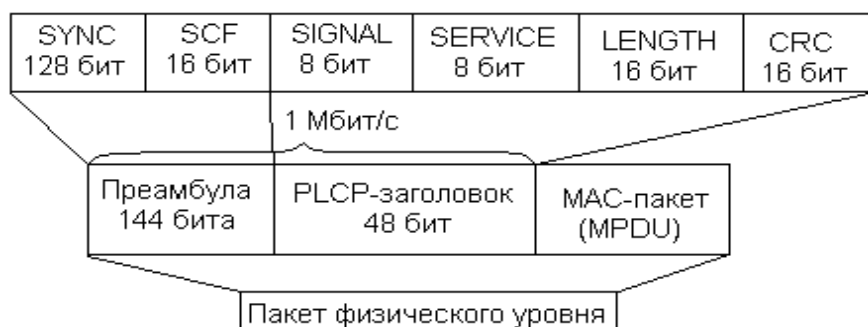


Рисунок 1.7 -Структура кадров сети 802.11

Преамбула стартовую синхронизацию (SYNC), чтобы настроить приемник и 16-битный код блока старта (ЮФО). PLCP-заголовок включает поля сигнала (информации о скорости и типа модуляции), сервис (дополнительную информацию) и длину (время в микросекундах, требуется передавать заголовок следующего кадра). Все три поля заголовка защищены 16-битной CRC контрольной суммы в.

Стандарт IEEE 802.11b, есть два типа заголовков: длинные и короткие (Фигура 1.8). Они различаются по длине последовательности синхронизации (128 и 56 бит), способу его поколения, а также, что начало символа кадра в краткосрочной титул передается в обратном порядке. Кроме того, если все поля долго заголовок передается в 1 Мб / сек, заголовок в короткие преамбулы передается в 1 Мб / сек, других полей заголовка - 2 Мбит / с. Остальная часть кадра может быть передан на любой из стандартных допустимых скоростей передачи, перечисленных в области СИГНАЛ и обслуживание. Короткие заголовки физического уровня спецификации IEEE 802.11b предусматривает увеличение пропускной способности сети.



Рисунок 1.8 -Короткий заголовок кадров сети 802.11b



Из описания процедур связи IEEE 802.11 видно, что "накладные расходы" в стандарте выше, чем проводной сети Ethernet;. Поэтому крайне важно обеспечить высокоскоростной канал передачи данных. Повышение потенциала данный пропускная способность канала может быть развития и применения более сложных методов модуляции. К таким образом команда разработчиков пошел IEEE 802.11b.

IEEE стандарт 802.11 первоначально предусматривалось в режиме работы модуляции с расширением спектра прямой последовательности с помощью так называемого Barkerovskoy последовательность. Каждый бит данных заменяется его работы по модулю 2 этой последовательности. В результате битовая последовательность заменена 11 чипов. Кроме того, дифференциальный сигнал кодируется двумя или квадратурной фазовой модуляции (DBPSK или DQPSK, одного или двух чипов на символ соответственно). При модуляции несущей частоты ставка 11 МГц оценивается в зависимости от типа модуляции 1 и 2 Мбит / с.

Стандартный скорость передачи IEEE 802.11b дополнительно содержит 11 и 5,5 Мбит / с. С этой целью, так называемый ССК модуляции (кодирование дополнительный код). Метод использует DQPSK-модуляция в канале радиосв зи. ССК модуляции, основываясь на распределении последовательных групп информационных потоков 8 бит. Эти 8 бит определяют информационного символа с восемью интегральных микросхем  $C = [c_0, \dots, c_7]$ . Чипы сложны, поскольку они определяют I-и Q-компоненты квадратурных сигналов DQPSK. Восемь серии информационные чипы символ модулированной несущей с частотой 11 МГц модуляции. Для скорости 5,5 Мбит / с ispolzuetsyaDBPSK модуляции и ССК-характер определяется не восемь, а четыре бита данных, и поэтому половину скорости.

Чипсы символов (вектор) определяются на основе С Уолша-Адамара последовательностей, которые хорошо понимают, обладают превосходными свойствами автокорреляции. Важно отметить, что каждая такая последовательность коррелирует немного с собой в фазового сдвига - очень полезная функция при работе с многолучевого распространения. Теоретическая оперативного усиления ССК модуляции - 3 дБ (в два раза), так как нет кодирования QPSK модуляцией с частотой 11 Мбит / с сигнал может транслироваться 22Mbit / с. Как видно, ССК модуляции является форма блочного кода, и поэтому очень просто для аппаратной реализации. Сочетание этих свойств и предоставленной ССК в IEEE стандарта 802.11b в качестве обязательного вида модуляции.

На практике важно не только оперативно усиления. Игрет важную роль и равномерность распределения в пробелах фазовых - они должны, насколько это возможно друг от друга, чтобы минимизировать ошибку их выявлению. И с этой точки зрения, ССК модуляции не кажется оптимальным, его фактическая операционная прибыль не превышает 2 дБ. То есть

изначально из другого метода модуляции - партия двоичным сверточным BSS кодирования. Этот метод вводится в стандартной IEEE 802.11b в качестве дополнительного (по желанию) вариант. PVSS позволяет добиться IEEE 802.11b пропускную способность сетей, 5,5; 11 и 22 Мбит / с.

Как следует из названия, метод основан на сверточного кодирования. При скорости 5,5 и 11 Мбит / с поток информационных битов поступает в шесть-разрядный регистр сдвига с сумматоров. В начальный момент времени все триггеры регистр сдвига устанавливается на нуль. В результате каждый источник бит д заменен двумя битами кодовой последовательности ( $c_0$ ,  $c_1$ ). На скорости 11 Мбит / с  $C_0$  и  $C_1$  определить один символ четырех QPSK-модуляции. Для скорость 5,5 Мбит / с используется BPSK-модуляцию, двухпозиционный, последовательно передавая кодовые биты  $C_0$  и  $C_1$ . При необходимости скорость 22 Мбит / с, схема кодирования является более сложным три кодированных бита ( $c_0$ ,  $c_1$ ), определяющие символ в 8-го PSK-модуляции.

Когда информация модуляции BSS биты в фазовом пространстве гораздо дальше друг от друга, чем CCK модуляции. BSS и, следовательно, позволяет за тот же сигнал / шум и ошибки уровня для передачи с более высокой скоростью, чем в случае CCK. Однако, выплата более эффективного кодирования - сложность аппаратной реализации этого алгоритма. [1]

## 2 КОНСТРУКТОРСКАЯ ЧАСТЬ

### 2.1. Геометрическое представление сигналов

Рассмотрим геометрическую или векторное представление сигналов. Определим  $N$ -мерное ортогональное пространство как пространство, ограниченное набором  $N$  линейно независимых функций  $\{\Phi^{\wedge}(t)\}$ , называется основной. Любая функция этого пространства может быть выражена в виде линейной комбинации базисных функций, которые должны удовлетворять условию

$$\int_0^T \psi_j(t) \psi_k(t) dt = K_j \delta_{jk} \quad 0 \leq t \leq T \quad j, k = 1 \dots N \quad (2.1)$$

где оператор  $\delta_{jk} = \begin{cases} 1, j = k \\ 0, j \neq k \end{cases}$  называется символом Кронекера. При ненулевых констант  $K_j$  имен ортогональны. Если базисные функции нормированы так, что все  $K_j = 1$ , то пространство называется ортонормированным. Главное условие ортогональности может быть сформулировано следующим образом: каждая функция  $\Phi^{\wedge}(t)$  базисные функции должны быть независимыми от других функций, установленных. Каждая функция  $\Phi^{\wedge}(t)$  не должна вмешиваться в другие функции в процессе обнаружения. С геометрической точки зрения все функции  $\Phi^{\wedge}(t)$  взаимно перпендикулярны.

В ортогональном пространстве сигнала определяется простой евклидово расстояние меру, используемую в процессе обнаружения. Если волны, которые несут сигналы не образуют такое пространство, они могут быть преобразованы в виде линейной комбинации ортогональных сигналов. Можно показать, что произвольный конечный набор сигналов  $\{s_i(t)\}$  ( $i = 1 \dots M$ ), в котором каждый элемент множества физически реализовать и имеет длительность  $T$ , можно выразить в виде линейной комбинации  $N$  ортогональных сигналов  $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$ , где Н.М., так что

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N a_{ij} \psi_j(t) \quad i = 1 \dots M \quad N \leq M, \quad (2.2)$$

где

$$a_{ij} = \frac{1}{K_j} \cdot \int_0^T s_i(t) \psi_j(t) dt \quad i = 1 \dots M \quad 0 \leq t \leq T \quad j = 1 \dots N. \quad (2.3)$$

Вид базиса  $\{\psi_j(t)\}$  не задается; эти сигналы выбираются с точки зрения удобства и зависят от формы волн передачи сигналов. Набор таких волн

$\{s_i(t)\}$  можно рассматривать как набор векторов  $\{s_i\}=\{a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN}\}$ . Взаимная ориентация векторов сигналов описывает связь между сигналами (относительно их фаз или частот), а амплитуда каждого вектора набора  $\{s_i\}$  является мерой энергии сигнала, перенесенной в течение времени передачи символа. Вообще, после выбора набора из  $N$  ортогональных функций, каждый из переданных сигналов  $s_i(t)$  полностью определяется вектором его коэффициентов  $s_i=(a_{i1}, a_{i2}, \dots, a_{iN})$   $i=1 \dots M$ . [3]

## 2.2 Методы фазовой манипуляции сигналов (ОФМ, ФМ2, ФМ4)

Фазовая манипуляция (PSK) была разработана в начале развития программы исследования дальнего космоса; сейчас схема PSK широко используется в коммерческих и военных системах связи. Сигнал в модуляции PSK имеет следующий вид:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)] \quad 0 \leq t \leq T \quad i = 0 \dots M-1 \quad (2.5)$$

Здесь фаза  $\varphi_i(t)$  может принимать  $M$  дискретных значений, обычно определяемых следующим образом:

$$\varphi_i(t) = \frac{2\pi i}{M} \quad i = 0 \dots M-1 \quad (2.6)$$

Простейший пример PSK является манипуляция двоичная фазовая (ФМ2). Параметры  $E$  и  $T$  - это энергия и символ передачи, состоящая из одного бита. Схема работы модуляции является переход в фазу модулированного сигнала  $s_i(t)$  на одном из двух значений, ноль или  $\pi$  (180°). Типичный вид сигнала показан на рисунке 2.1 а где отчетливо видны характерные резкие изменения в переходной фазе между персонажами; если модулированный поток данных состоит из чередующихся единиц и нулей, такое резкое изменение будет происходить при каждом переходе. Модулированный сигнал может быть представлен в виде вектора на графике в полярных координатах; Длина вектора соответствует амплитуде сигнала, и его ориентация в общем  $M$ -ичных случае - фаза сигнала относительно другого  $M - 1$  сигналов набора. Когда ФМ2 модуляции (рисунк 2.1 б) векторное представление дает два противофазе (180°) вектора. Наборы сигналов, которые могут быть представлены векторами такого противофазе называется антипод.

Еще одним примером фазовой манипуляции является модуляция ФМ4 ( $M=4$ ). При модуляции ФМ4 параметры  $E$  и  $T$  - это энергия и время передачи

символа, состоящего из двух битов. Фаза модулированного сигнала принимает одно из четырех возможных значений:  $0$ ,  $\pi/2$ ,  $\pi$ ,  $3\pi/2$ .

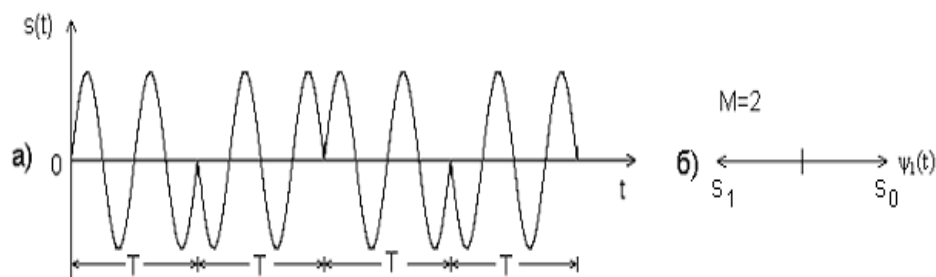


Рисунок 2.1-Двоичная фазовая манипуляция

В векторном представлении сигнал ФМ4 имеет вид, показанный на рисунке 2.2.

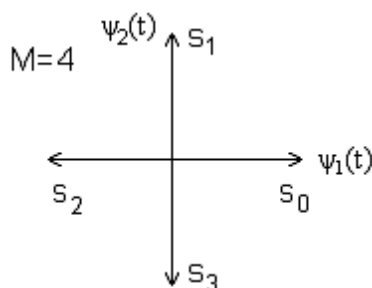


Рисунок 2.2-Сигнал ФМ4 в векторном представлении

Рассмотрим еще один вид фазовая манипуляция - относительная фазовая манипуляция (ФМР) или дифференциальная фазовая манипуляция (ДФМ). Название дифференциальной фазовая манипуляция требует некоторых пояснений, потому что слово "дифференциальные" из-за два разных аспекта процесса модуляции / демодуляции процедуры кодирования и процедуры обнаружения. Термин "дифференциальное кодирование" используется при кодировании двоичных символов определяется не их значений (то есть ноль или один), и поэтому, если персонаж находится то же самое с предыдущей или отличается от него. Термин "дифференциальная когерентного обнаружения" сигналы в PSK дифференциал модуляции (это значение обычно используемое имя DPSK), связанные с цепи обнаружения, который часто связанной с некогерентных схем, потому что она не требует согласования в фазе с принимаемой несущей.

В некогерентной системы не пытаться определить фактическое значение фазы входного сигнала. Поэтому, если передаваемый сигнал имеет вид

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_0 t + \varphi_i(t)] \quad 0 \leq t \leq T \quad i=1..M, \quad (2.6)$$

то принятый сигнал можно описать следующим образом.

$$r(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[\omega_0 t + \theta_i(t) + \alpha] + n(t) \quad 0 \leq t \leq T \quad i=1..M \quad (2.7)$$

Здесь  $\alpha$  - произвольная постоянная, как правило, предполагается, что случайная величина, равномерно распределенная между нулем и  $2\pi$ , и  $N(T)$  - шум.

Для когерентного детектирования с помощью согласованных фильтров; некогерентного обнаружения это невозможно, потому что в этом случае выход согласованного фильтра зависит от неизвестного угла  $\alpha$ . Тем не менее, если предположить, что  $\alpha$  изменяется медленно по сравнению с интервалом два периода ( $2T$ ), разность фаз между двумя последовательными сигналами будет зависеть не от  $\alpha$ .

$$[\theta_k(T_2) + \alpha] - [\theta_j(T_1) + \alpha] = \theta_k(T_2) - \theta_j(T_1) = \varphi_i(T_2) \quad (2.8)$$

В основу когерентных сигналов DPSK дифференциальный обнаружение модуляции следующим образом. В процессе демодуляции в качестве опорной фазы фаза несущей может быть применен предыдущий интервал передачи символа. Его использование требует последовательность дифференциального кодирования сообщений в передатчике, информация кодируется как разности фаз между двумя последовательными импульсами. Для  $i$ -й передачи сообщений ( $i = 1, 2, \dots, M$ ) фаза сигнала тока должен быть перенесен на  $\Phi^{\wedge} = 2\pi / M$  радиан относительно фазы предыдущего сигнала. Как правило, детектор вычисляет координаты входного сигнала путем определения его корреляцию с локально генерируемых сигналов и  $\cos\omega_0 t \sin\omega_0 t$ . Затем, как показано на рисунке 2.3. Детектор измеряет угол между текущим вектором и вектором принимаемого сигнала предыдущего сигнала.

Схема DPSK менее эффективен, чем PSK, так как в первом случае, так как корреляция между сигналами, ошибки имеют тенденцию распространяться (по времени передачи соседних символов). Стоит помнить, что схема PSK и DPSK отличаются тем, что в первом случае, полученный сигнал по сравнению с идеальной ссылкой, а во втором - два шумно сигнал.

### Рисунок 2.3- Сигнальное пространство для схемы DPSK

Отметим, что модуляция DPSK дает вдвое больший шум, чем

модуляция PSK. Следовательно, при использовании DPSK следует ожидать вдвое большей вероятности ошибки, чем в случае PSK. Преимуществом схемы DPSK можно назвать меньшую сложность системы [3].

## 2.2. Модуляция с минимальным частотным сдвигом

Одной из схем модуляции без разрыва фазы является манипуляция с минимальным частотным сдвигом (MSK). MSK можно рассматривать как частный случай частотной манипуляции без разрыва фазы. Сигнал MSK можно представить следующим образом.

$$s(t) = \cos \left[ 2\pi \left( f_0 + \frac{d_k}{4T} \right) t + x_k \right] \quad kT < t < (k+1)T \quad (2.9)$$

Здесь  $f_0$  - несущая частота,  $D_k = \pm 1$  представляет собой биполярный данных, который передается на скорости  $R = 1 / T$ , и  $x_k$  - это фаза постоянным в течение интервала бит данных  $k$ -го. Заметим, что если  $D_k = 1$  частота передачи - это  $f_0 + 1 / 4T$ , когда  $D_k = -1$  - это  $f_0 - 1/4T$ . Для каждого  $T$ -секундного интервала, значение данных  $x_k$  постоянна, т. е.  $x_k = 0$  или  $\pi$ , которая диктуется требованием непрерывности фазы сигнала в моменты  $T = kT$ . Это требование накладывает ограничение на этапе, который может быть представлен следующей рекурсивного соотношения для  $x_k$ .

$$x_k = \left[ x_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (d_{k-1} - d_k) \right] \quad kT < t < (k+1)T \quad (2.10)$$

Уравнение для  $s(t)$  можно переписать в квадратурном представлении.

$$s(t) = a_k \cos \left( \frac{\pi t}{2T} \right) \cos 2\pi f_0 t - b_k \sin \left( \frac{\pi t}{2T} \right) \sin 2\pi f_0 t \quad kT < t < (k+1)T \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} a_k &= \cos x_k = \pm 1 \\ b_k &= d_k \cos x_k = \pm 1 \end{aligned} \quad (2.12)$$

Компонент Фаза называется  $a_k \cos (\pi t / 2T) \cos 2\pi f_0 t$ , где  $\cos 2\pi f_0 t$  - носитель,  $\cos (\pi t / 2T)$  - синусоидальный символов весовые,  $a_k$  - информационно-определяемому. Точно так же, квадратура компонент - это  $b_k \sin (\pi t / 2T) \sin 2\pi f_0 t$ , где  $\sin 2\pi f_0 t$  - термин квадратурной несущей,  $\sin (\pi t / 2T)$  - те же синусоидальный символов весовые,  $b_k$  - информационно-зависимых

членов. Может показаться, что  $d_I$  и  $d_Q$  могут изменить значение каждые  $T$  секунд. Тем не менее, в связи с требованием непрерывности  $d_I$  и  $d_Q$  фаза может измениться только тогда, когда функции перехода  $\cos(\pi t/2T)$  через нуль и  $d_Q$  - только при пересечении нулевого гребня  $\sin(\pi t/2T)$ . Следовательно, взвешивание символов в-фазе или квадратурного канала - синусоидальный импульс с периодом  $2T$  и знакопеременных. Синфазной и квадратурной компоненты смещены относительно друг друга на  $T$  секунд.

Выражение для  $s(t)$  можно переписать в иной форме.

$$s(t) = d_I(t) \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin 2\pi f_0 t \quad (2.13)$$

Здесь  $d_I$  (трет) и  $d_Q$  (т) имеют тот же смысл и потоки данных  $Q$ . Схема MSK, записанный в такой форме, которую иногда называют MSK предварительного кодирования. Графическое представление  $S(t)$  приведен в рисунке 2.4. На рисунке 2.4. как показано на синусоидальных импульсов весом синфазной и квадратурной каналов, где умножение на синусоидальной волны дает более гладкую переходную фазу, чем в исходном представлении данных. На рисунке 2.4. б и г показывает модуляции и ортогональных составляющих  $\cos 2\pi f_0 t$  и  $\sin 2\pi f_0 t$  синусоидальных потоков данных. На рисунке 2.4. д представлены суммирования ортогональных компонентов, показанных на рисунке 2.4. б и г. Из выражения для  $S(t)$  и рис. 2.4. мы можем сделать следующие выводы: 1) сигнал  $S(t)$  имеет постоянную огибающую; 2) фаза ВЧ несущей непрерывна в разрядных переходах; 3), сигнал  $S(t)$  можно рассматривать как сигнал, модулированного FSK, с частотами передачи  $f_0 + 1/4T$  и  $f_0 - 1/4T$ . Таким образом, минимальное расстояние тонов, требуемые модуляции MSK, можно записать следующим образом:

$$\left(f_0 + \frac{1}{4T}\right) - \left(f_0 - \frac{1}{4T}\right) = \frac{1}{2T}, \quad (2.14)$$

что равно половине скорости передачи битов. Отметим, что разнесение тонов, требуемое для MSK, - это половина  $(1/T)$  разнесения, необходимого при некогерентном обнаружении сигналов, модулированных FSK. Это объясняется тем, что фаза несущей известна и непрерывна, что позволяет осуществить когерентную демодуляцию сигнала[3].



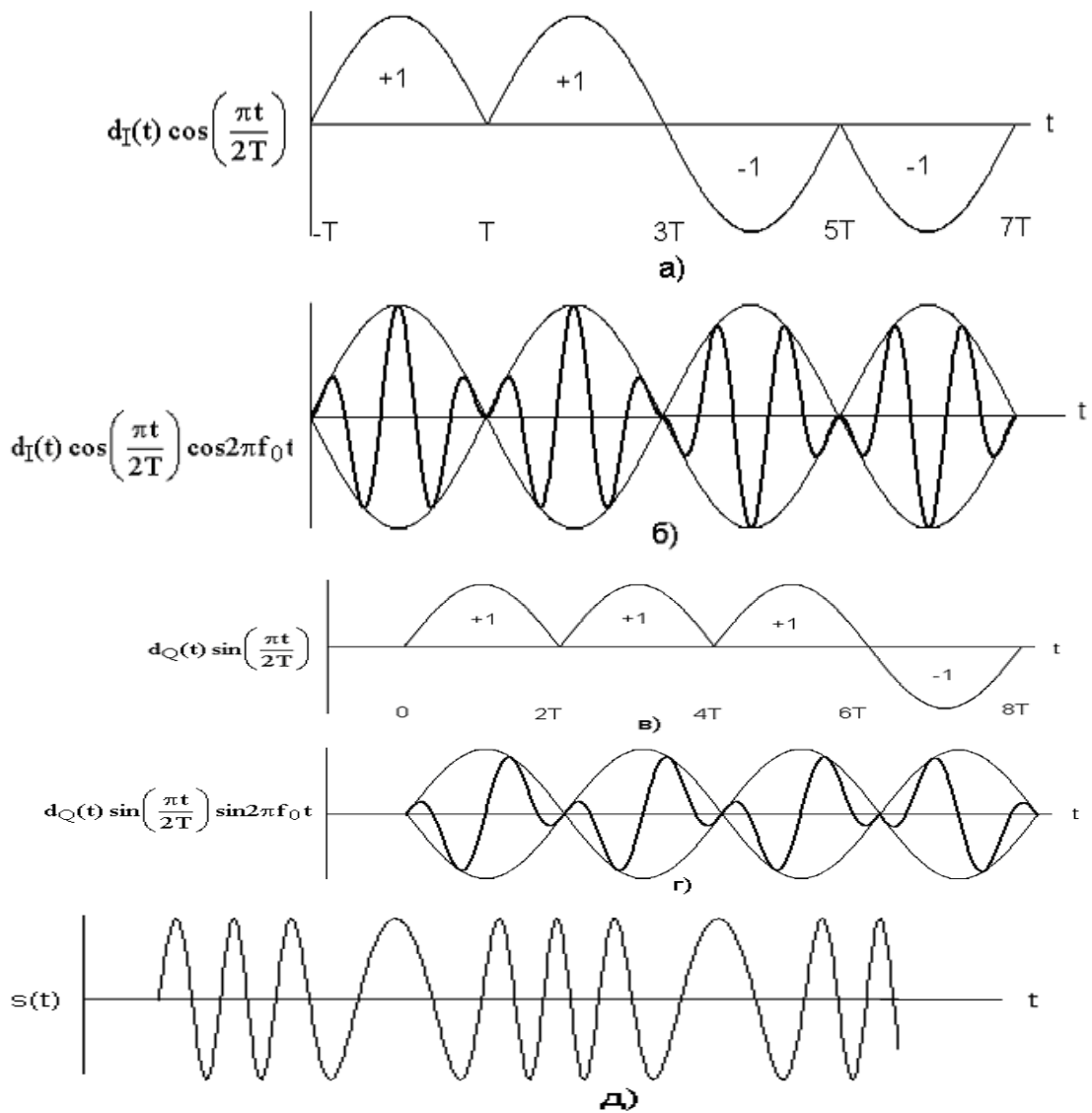


Рисунок 2.4- Манипуляция с минимальным сдвигом:

а) модифицированный синфазный поток битов; б) произведение синфазного потока битов и несущей; в) модифицированный квадратурный поток битов; г) произведение квадратурного потока битов и несущей; д) сигнал MSK.

### 2.3 Квадратурная модуляция и ее характеристики

Рассмотрим манипуляция квадратурной фазовой (QPSK). Поток данных Источник DK (т) = d0, d1, d2, ... состоит из биполярных импульсов, то есть DK принимать значения 1 или -1 (рисunok2.5.a), представляющие двоичную единицу и двоичный ноль. Этот поток импульсов делится на в-фазе потока ди (трет) и Q - DQ (т), как показано на рисunke2.5.b.

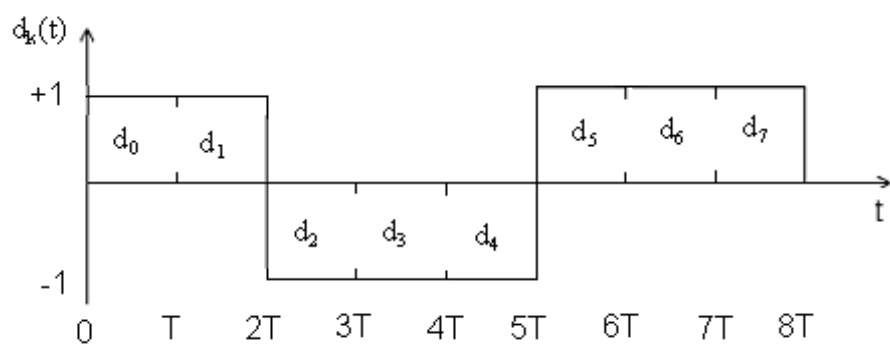
$dI(t)=d_0, d_2, d_4, \dots$  (четные биты)

$dQ(t)=d_1, d_3, d_5, \dots$  (нечетные биты)

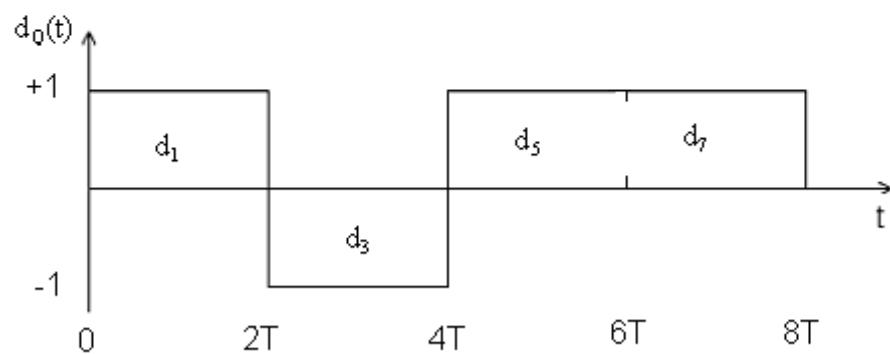
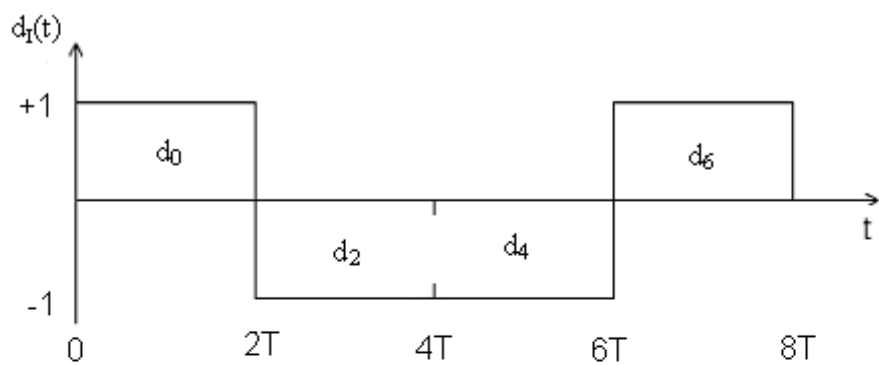
Удобный реализация ортогональной сигнала QPSK можно получить с помощью амплитудной модуляции и потоки Q на синус и косинус функций перевозчика.

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} d_I(t) \cos(2\pi f_0 t) + \frac{1}{\sqrt{2}} d_Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.15)$$

Использование тригонометрические тождества  $S(T)$  может быть представлена следующим образом:  $s(t) = \cos(2\pi f_0 t + \theta(t))$ . QPSK модулятор, показано на рисunke2.5.v) использует сумму синус и косинус условиях. Поток импульсов ди (трет) используется для амплитудной модуляции (с амплитудой 1 или -1) косинуса. Это эквивалентно сдвигу фазы 0 или  $\pi$  косинуса; Поэтому, в результате сигнал BPSK. Аналогично, поток импульсов DQ (т) модулирует синусоиду, которая дает сигнал BPSK, ортогональной к предыдущему. При суммировании двух ортогональных компонент сигнала несущей получается QPSK. Значение  $\theta(t)$  будет соответствовать одному из четырех возможных комбинаций ди (трет) и DQ (T) в выражение для  $S(T)$ :  $\theta(T) = 00, \pm 900$  и  $1800$ ; векторы результирующих сигналов показаны в пространстве сигналов на рисunke2.6. С  $\cos(2\pi f_0 t)$  и  $\sin(2\pi f_0 t)$  ортогональных, два сигнала BPSK можно обнаружить отдельно. QPSK имеет несколько преимуществ по сравнению с BPSK: потому что QPSK модуляция с импульсом несет два бита, два раза скорость передачи данных увеличивается или когда та же скорость передачи данных, что и в схеме BPSK, используемый в два раза меньше ширины полосы; а также повышенная помехоустойчивость, потому что импульсы в два раза длиннее и, следовательно, больше энергии, чем импульсы BPSK [4].



a)



б)

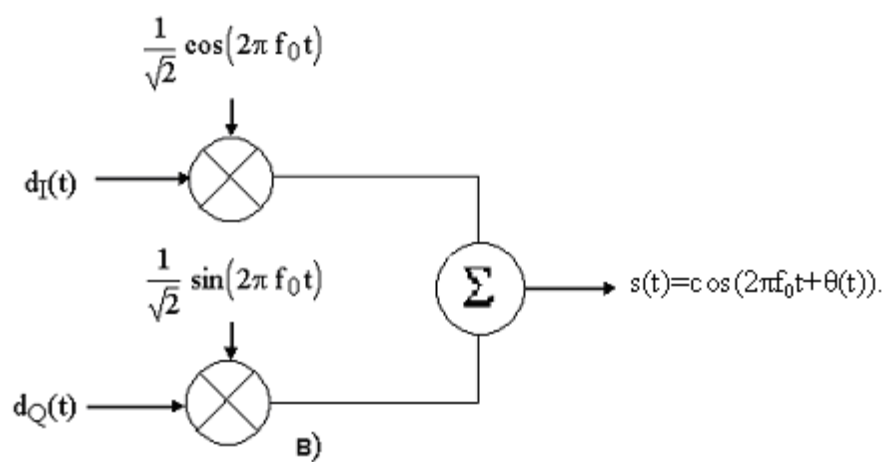


Рисунок 2.5-Модуляция QPSK

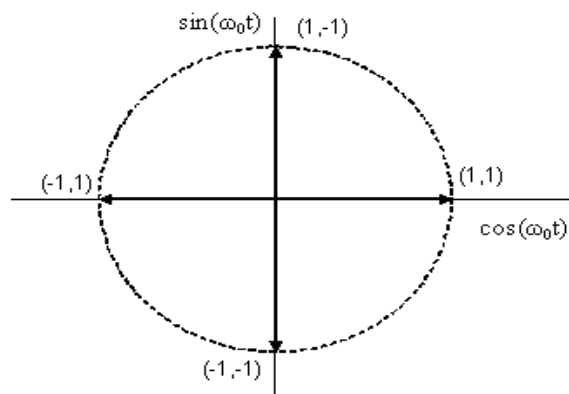


Рисунок 2.6-Сигнальное пространство для схемы QPSK

Квадратурная амплитудная модуляция (КАМ, QAM) можно рассматривать как логическое продолжение QPSK, QAM сигнала, а также состоит из двух независимых амплитуды модулированных несущих.

В квадратурной амплитудной модуляции изменяется фаза и амплитуда сигнала, тем самым увеличивая количество кодированных битов, и тем самым существенно повысить помехозащищенность. Представление Квадратура сигнал является удобным и достаточно универсальным средством описания. Представление Квадратура заключается в выражении колебания, линейную комбинацию двух ортогональных составляющих - синус и косинус (в синфазной и квадратурной)

$$s(t)=A(t)\cos(\omega t + \varphi(t))=x(t)\sin\omega t + y(t)\cos\omega t, \quad (2.16)$$

где  $x(t)=A(t)(-\sin\varphi(t)), y(t)=A(t)\cos\varphi(t)$

Такая дискретная модуляция (манипуляция) выполняется в двух каналов на носителе, сдвинутыми на 90° друг относительно друга, т.е. находятся в квадратуре (отсюда название).

Объясните работу схемы квадратурного на примере четырех фаз сигналов FM (FM-4) (рисунок 2.7).

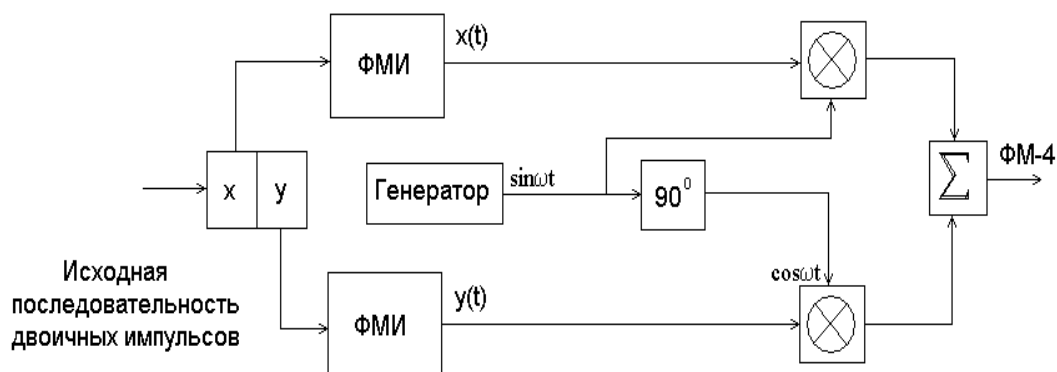


Рисунок 2.7 - Схема квадратурного модулятора

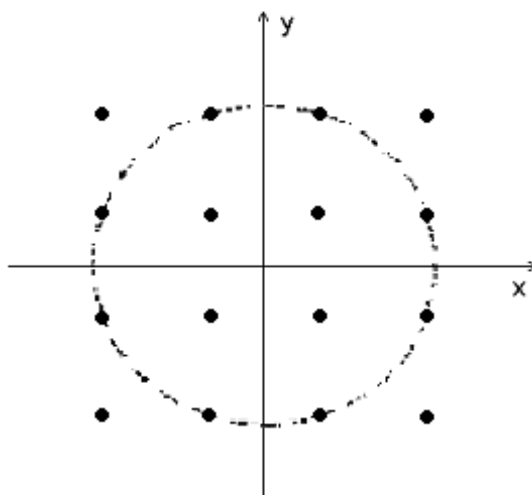


Рисунок 2.8 - 16-ричное пространство сигналов (QAM-16)

- 3 Начальная последовательность двоичных символов длительностью  $T$  с использованием регистра сдвига разделяется на нечетные импульсы  $u$ , которые подаются в квадратурный канал ( $\cos\omega t$ ), и даже -  $x$ , приход в фазе канал ( $\sin\omega t$ ). Обе последовательности импульсов подается на соответствующие входы манипулировать импульсных генераторов, чьи выходы формируются биполярной последовательности импульсов  $x(t)$  и  $u(t)$  с амплитудой  $\pm U_m$  и длительностью  $2T$ . Бобовые  $x(t)$  и  $u(t)$  поступают на входы канальных умножителей, выходы из которых образуют двухфазный  $(0, \pi)$  FM колебаний. После того как они образуют суммирования сигнал FM-4.
- 4 Рисунок 2.8 показывает двухмерное пространство векторов сигналов и сигналов, модулированных по 16-кратной QAM, образу точки, которые расположены в прямоугольном совокупности.
- 5 Из рис 2,8 видно, что расстояние между векторами сигналов в пространстве сигналов QAM более чем QPSK (vetrov концы расположены на окружности показан пунктиром) и, следовательно, QAM более без помех по сравнению с QPSK

### 3 ПРОГРАММНАЯ ЧАСТЬ

#### 3.1. Характеристики приема сигналов в телекоммуникационных системах. Расчет вероятности ошибок различения сигналов при квадратурной модуляции

Во второй главе данной работы рассмотрены QPSK и QAM. Вероятность ошибки отличительных сигналов в этих режимах. На рисунке 3.1 иллюстрирует совокупность сигналов для QPSK сигналов и QAM, когда число  $M = 8$ .

Пусть  $P(k|k)$  - вероятность правильных решений относительно сигнала  $S_k(A)$ , где  $A = 1, \dots, M$ ,  $p_k$  - априорная вероятность  $k$ -й сигнала. Тогда средняя вероятность ошибки из отличительных сигналов  $M$

$$P_e = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P(k|k), \quad \text{где} \quad \sum_{k=1}^M p_k = 1. \quad (3.1)$$

Выражение (4.15) можно переписать в следующем виде

$$P_e = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P(k|k) = \sum_{k=1}^M p_k P_{\text{ош}}(k) \quad (3.2)$$

Где  $P_{\text{ош}}(k) = 1 - P(k|k) = P(1|k) + P(2|k) + \dots + P(M|k)$  – вероятность ошибочного решения относительно  $k$ -го сигнала, излученного передатчиком.

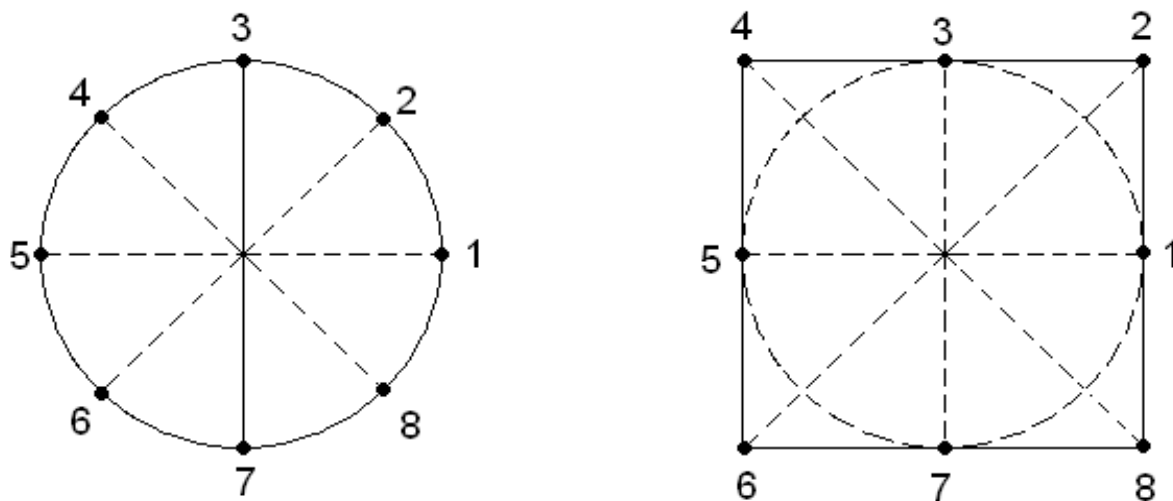


Рисунок 3.1- Сигнальные созвездия QPSK и QAM

Рассмотрим совокупность сигналов QPSK и QAM, для которых  $M = 8$ . Пусть передатчик отклонил сигнал  $S_1$  ( $\Gamma$ ), то вероятность ошибочного решения по этому сигнала

$$P_{\text{ош}}(1) = P(2|1) + P(3|1) + P(4|1) + P(5|1) + P(6|1) + P(7|1) + P(8|1). \quad (3.3)$$

Применяя формулу (3.3) к созвездиям QPSK и QAM можно записать, что

$$\begin{aligned} P_{\text{QPSK}}(1) &= 2P(2|1) + 2P(3|1) + 2P(4|1) + P(5|1), \\ P_{\text{QAM}}(1) &= 2\tilde{P}(2|1) + 2\tilde{P}(3|1) + 2\tilde{P}(4|1) + \tilde{P}(5|1) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Получим выражение для  $P(i|1)$ . Рассмотрим случай перепутывания сигналов  $s_1(t)$  и  $s_i(t)$  с энергиями  $E_1 = \int s_1^2(t)dt$  и  $E_i = \int s_i^2(t)dt$  и функцией корреляции  $K_{1i} = \int s_1(t)s_i(t)dt$  (нормированный коэффициент корреляции  $R_{1i} = K_{1i} / \sqrt{E_1 E_i} = \cos \phi_i$ ). Достаточная статистика  $i$ -го сигнала при условии, что принят 1-ый сигнал равна

$$M(i|1) = \frac{2}{N_0} \int x(t)s_i(t)dt - \frac{E_i}{N_0}, \quad (3.5)$$

где  $x(t)$  – принятые данные,  $N_0$  – мощность белого шума.

$$\langle M(i|1) \rangle = \frac{2}{N_0} \int s_1(t)s_i(t)dt - \frac{E_i}{N_0}. \quad (3.6)$$

$$D(M(i|1)) = \frac{E_i}{N_0}. \quad (3.7)$$

Вероятность перепутывания  $i$ -го и 1-го сигналов можно записать в виде

$$P(M(i|1) > M(1|1)) = P(\xi > 0 | s_1), \quad (3.8)$$

где  $\xi$  – случайная величина, получаемая по схеме:

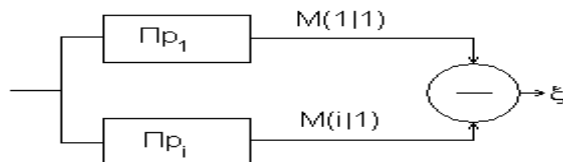


Рисунок 3.2 - Вероятность перепутывания  $i$ -го и 1-го сигналов

$$\xi(i|1) = M(i|1) - M(1|1) = \frac{2}{N_0} \int x(t)[s_i(t) - s_1(t)]dt - \frac{E_i - E_1}{N_0} \quad (3.9)$$

и равная

$$\begin{aligned} \langle \xi \rangle &= \frac{2}{N_0} \int s_1(t)[s_i(t) - s_1(t)]dt - \frac{E_i - E_1}{N_0} = \frac{2K_{i1}}{N_0} - \frac{2E_1}{N_0} - \frac{E_i - E_1}{N_0} = -\frac{E_1 - E_i}{N_0} + \frac{2K_{i1}}{N_0} = \\ &= -\frac{E_1}{N_0}(1 + \delta_i - 2B_{i1}) = -z^2 \frac{1 + \delta_i - 2B_{i1}}{2} = m_{i1} \end{aligned} \quad (3.10)$$

где  $\delta_i = \frac{E_i}{E_1}$  – отношение энергии  $i$ -го сигнала к энергии первого сигнала,  
 $B_{i1} = \frac{1}{E_1} \int s_i(t)s_1(t)dt = \sqrt{\delta_i} R_{i1}$  – коэффициент корреляции  $i$ -го и первого сигналов.

$$\begin{aligned} D(\xi) &= \frac{2}{N_0} \int [s_i(t) - s_1(t)]^2 dt = \frac{2E_i}{N_0} - \frac{4K_{i1}}{N_0} + \frac{2E_1}{N_0} = z^2(1 + \delta_i - 2B_{i1}) = D_{i1} . \\ P(i|1) &= \int_0^\infty W_\xi(u)du = 1 - \Phi\left(\frac{0 - m_{i1}}{\sigma_{i1}}\right) = 1 - \Phi\left(\frac{z(1 + \delta_i - 2B_{i1})}{2\sqrt{1 + \delta_i - 2B_{i1}}}\right) = 1 - \Phi\left(\frac{z}{2}\sqrt{1 + \delta_i - 2B_{i1}}\right) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Для сигналов QPSK  $\delta_i = 1$  и выражение (4.19) преобразуется в следующее:

$$P(i|1) = 1 - \Phi\left[z\sqrt{\frac{1 - R_{i1}}{2}}\right], \quad (3.12)$$

где  $\Phi(x)$  – интеграл вероятности,  $z$  – отношение сигнал/шум. Из рисунка 3.1 видно, что

$$R_{21} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707, \quad R_{31} = 0, \quad R_{41} = -\frac{1}{\sqrt{2}} = -0.707, \quad R_{51} = -1 \quad (3.13)$$

Подставляя значения  $R_{i1}$  в (3.6), получаем  $P(2|1) = 1 - \Phi(0.383z)$ ,  
 $P(3|1) = 1 - \Phi(0.707z)$ ,  $P(4|1) = 1 - \Phi(0.924z)$ ,  $P(5|1) = 1 - \Phi(z)$ . Видно, что самая большая вероятность ошибки –  $P(2|1) = P(8|1)$ . Это объясняется ближайшим расположением сигналов  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  и  $s_1(t)$  и  $s_8(t)$ .

Для сигналов QAM



$$\tilde{P}(i|1) = 1 - \Phi \left[ z \sqrt{\frac{1 + \delta_i - 2B_{il}}{4}} \right]. \quad (3.14)$$

Используя рисунок 3.1 и формулу (3.7), вычислим вероятности  $\tilde{P}(i|1)$ :

$$\delta_2 = 2, B_{21} = 1, \quad \tilde{P}(2|1) = 1 - \Phi(0.5z) = \tilde{P}(8|1),$$

$$\tilde{P}(3|1) = \tilde{P}(7|1) = P(3|1),$$

$$\delta_4 = 2, B_{41} = -1, \quad \tilde{P}(4|1) = 1 - \Phi(1.12z) = \tilde{P}(6|1),$$

$$\tilde{P}(5|1) = P(5|1).$$

Для достаточно большого  $z$  ( $z \geq 3$ ) выполняются соотношения

$$P(2|1) \gg P(3|1), P(4|1), P(5|1),$$

$$\tilde{P}(2|1) \gg \tilde{P}(3|1), \tilde{P}(4|1), \tilde{P}(5|1).$$

Следовательно  $P_{\text{QPSK}}(1) \approx 2P(2|1)$ ,  $P_{\text{QAM}}(1) \approx 2\tilde{P}(2|1)$ . Предполагаем, что сигналы равновероятны ( $P_k = 1/M$ ). Тогда выражение (3.7) преобразуется: для сигналов QPSK:

$$P_e = P_{\text{QPSK}} = 2(1 - \Phi(0.383z)) \quad (3.8)$$

для сигналов QAM:

$$\tilde{P}_e = P_{\text{QAM}} = 2(1 - \Phi(0.5z)) \quad (3.9)$$

Из формул (3.8) и (3.9) видно, что  $\tilde{P}_e < P_e$ . На рисунке 3.2 приведены зависимости вероятностей ошибок различения сигналов с модуляцией QPSK и QAM.

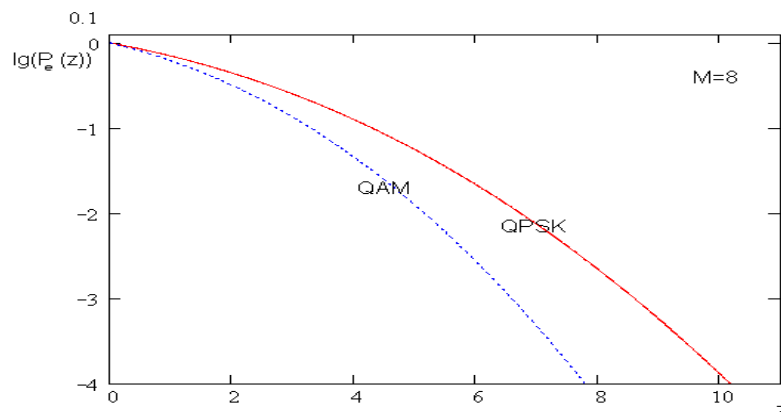


Рисунок 3.3 - Зависимости вероятностей ошибок различения сигналов с модуляцией QPSK и QAM

Из рисунка 3.2 следует, что чем больше отношение сигнал/шум, тем больше отличие вероятности ошибок различения для сигналов QPSK и QAM в пользу QAM.

### 3.2 Вероятность ошибок различения неортогональных сигналов с различными коэффициентами корреляции

Рассмотрим задачу различения  $M$  неортогональных сигналов с различными коэффициентами корреляции.

Пусть интервал времени  $[0, T]$  существует процесс

$$x(t) = s_k(t, l_{0k}) + \eta(t), \quad (3.15)$$

где  $\eta(t)$  - стационарный гауссовский шум с корреляционной функцией  $K_\eta(t_1 - t_2)$ ,  $L_{0k}$  - информационный параметр  $k$ -я сигнала. Согласно (3,10), предполагается, что данные присутствуют в наблюдаемого сигнала от одного из абонентов. Функциональные отношения правдоподобия для каждого сигнала  $S_k(t, L_{0k})$  можно записать следующим образом (для простоты индекс  $k$  опущен):

$$\Lambda(l) = \exp\left(\int_0^T \int_0^T (x(t_1) - s(t_1, l)/2) \Theta(t_1, t_2) s(t_2, l) dt_1 dt_2\right) = \exp(L(l) - 0.5 z^2(l)) \quad (3.16)$$

Здесь  $\Theta(t_1, t_2)$  - обратная корреляционная функция, определяемая из решения интегрального уравнения  $\int_0^T K_\eta(t_1 - t) \Theta(t, t_2) dt = \delta(t_1 - t_2)$ .  $L(l)$  - достаточная статистика на выходе линейной части приемника.  $L(l) = \int_0^T \int_0^T x(t_1) s(t_2, l) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2$ . Параметр  $z^2(l)$  имеет смысл отношения сигнал/шум для  $k$ -го сигнала. Он равен следующему:  $z^2(l) = \int_0^T \int_0^T s(t_1, l) s(t_2, l) \Theta(t_1, t_2) dt_1 dt_2$ . Правило принятия решения при различении  $M$  сигналов имеет вид

$$\max_k L_k(l_k) > \max_m L_m(l_m) \\ k, m = 1, \dots, M.$$

При различении анализируются  $M$  гипотез  $\theta_k$  о полезных сигналах, и выносятся  $M$  решений  $\gamma_m$ ;  $k, m = 1, \dots, M$ . Совокупность условных вероятностей  $P_{km}(\gamma_m | \theta_k)$  можно представить в виде матрицы:

$$P = \begin{pmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1M} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{M1} & P_{M2} & \dots & P_{MM} \end{pmatrix}.$$

(3.17)

В этой матрице соответствует гипотеза строки, колонки - решения. Матричные элементы определяют условные вероятности правильных и неправильных решений в различения М сигналов. Это позволяет вычислить среднюю вероятность ошибки различения сигналов  $\{S_k(A)\}$ :

$$P_e = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P(\gamma_k | \theta_k) = 1 - \sum_{k=1}^M p_k P_{kk}. \quad (3.18)$$

Обозначим через  $\gamma_k$  - абсолютной максимального значения выходных статистики k-й канал приемника. Совместное распределение случайных величин можно записать в виде. Вероятность правильных решений имеют вид:

$$P_{kk} = P \left[ V_k > \max_{r=1, M, r \neq k} \{V_r\} \right] = \int_{-\infty}^{\infty} dv_k \int_{-\infty}^{v_k} \dots \int_{-\infty}^{v_k} w(v_1, \dots, v_M) \prod_{r=1, r \neq k}^M dv_r. \quad (3.19)$$

При условии, что параметры  $l_{0k}$  известны с высокой точностью, а отношения сигнал/шум для всех сигналов одинаковы  $z_k = z$ , распределение случайных величин  $\{V_1, V_2, \dots, V_M\}$  представляет собой многомерную нормальную плотность вероятности, которая имеет следующий вид:

$$w(v_1, \dots, v_M) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^M \det \mathbf{R}}} \exp \left( -(\vec{v} - \vec{m}) \mathbf{R}^{-1} (\vec{v} - \vec{m})^T / 2 \right), \quad (3.20)$$

где  $\vec{v} = \|v_1, \dots, v_M\|$ ,  $\vec{m} = \|m_1, \dots, m_M\|$  - вектор, элементы которого являются математическими ожиданиями соответствующих элементов вектора  $\{V_1, V_2, \dots, V_M\}$ .  $\mathbf{R}$  - симметричная матрица с единичными элементами на главной диагонали. Многомерная характеристическая функция распределения (3.21) имеет вид

$$\Theta(u_1, \dots, u_M) = \exp(j \mathbf{m} \mathbf{u}^T - 0.5 \mathbf{u} \mathbf{R} \mathbf{u}^T). \quad (3.21)$$

Рассмотрим следующий вариант разложения и последующего обращения характеристической функции (3.21). Разложим характеристическую функцию в ряд Тейлора по недиагональным элементам  $R_{ij}$ . Этот метод описывается в работе [7]. Тогда преобразование Фурье от

полученного разложения даст аналитическое выражение для плотности  $w(v_1, v_2, \dots, v_M)$ . Подставляя его в (3.15), получаем

$$P_{kk} \approx \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x-m_k)^2}{2}\right) \left( \prod_{r=1, r \neq k}^M \Phi(x-m_r) - f_1(x) + f_2(x) \right) \frac{dx}{\sqrt{2\pi}}. \quad (3.22)$$

В этом выражении:

$$\begin{aligned} f_1(x) &= \frac{(x-m_k)}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i=1, i \neq k}^M R_{ik} \exp\left(-\frac{(x-m_i)^2}{2}\right) \prod_{r=1, r \neq i, k}^M \Phi(x-m_r), \\ f_2(x) &= \frac{1}{4\pi} \sum_{i=1, i \neq k}^M \sum_{j=1, j \neq i, k}^M R_{ij} \exp\left(-\frac{(x-m_i)^2}{2} - \frac{(x-m_j)^2}{2}\right) \prod_{r=1, r \neq i, j, k}^M \Phi(x-m_r). \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\Phi(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y \exp\left(-x^2/2\right) dx$$

- интеграл вероятности.

Средняя вероятность ошибки различения равна:

$$P_e \approx 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x-m_k)^2}{2}\right) \left( \prod_{r=1, r \neq k}^M \Phi(x-m_r) - f_1(x) + f_2(x) \right) \frac{dx}{\sqrt{2\pi}}. \quad (3.24)$$

Рассмотрим различие двух неортогональных равновероятных сигналов:  $M=2$ ,  $p_1=p_2=1/2$ . Считаем, что сигналы имеют равные нормированные коэффициенты корреляции  $R_{ij} = 0.35$ . Корреляционная матрица имеет вид:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & 0.35 \\ 0.35 & 1 \end{pmatrix}.$$

В этом случае функции (3.18) имеют вид:

$$f_1(x) = \frac{(x-z)}{\sqrt{2\pi}} 0.35 \exp\left(-\frac{(x-0.35z)^2}{2}\right), \quad (3.25)$$

$$f_2(x) = \frac{1}{4\pi} \exp\left(-\frac{(x-0.35z)^2}{2}\right) \quad (3.26)$$

Следовательно, средняя вероятность ошибки различения равна:

$$P_e \approx 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x-z)^2}{2}\right) \left( \Phi(x-0.35z) - f_1(x) + f_2(x) \right) \frac{dx}{\sqrt{2\pi}} \quad (3.27)$$

Далее рассмотрим различие четырех неортогональных равновероятных сигналов:  $M=4$ ,  $p_1=p_2=p_3=p_4=1/4$ . Считаем, что сигналы имеют равные нормированные коэффициенты корреляции  $R_{ij} = 0.35$ . Корреляционная матрица имеет вид:

$$\mathbf{R} = \begin{pmatrix} 1 & 0.35 & 0.35 & 0.35 \\ 0.35 & 1 & 0.35 & 0.35 \\ 0.35 & 0.35 & 1 & 0.35 \\ 0.35 & 0.35 & 0.35 & 1 \end{pmatrix}.$$

В этом случае функции (3.20) имеют вид:

$$f_1(x) = \frac{(x-z)}{\sqrt{2\pi}} 1.05 \exp\left(-\frac{(x-0.35z)^2}{2}\right) \Phi(x-0.35z)^2 \quad (3.28)$$

$$f_2(x) = \frac{2.1}{4\pi} \exp(-(x-0.35z)^2) \Phi(x-0.35z) \quad (3.29)$$

Следовательно, средняя вероятность ошибки различения равна:

$$P_e \approx 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{(x-z)^2}{2}\right) \left( \Phi(x-0.35z)^3 - f_1(x) + f_2(x) \right) \frac{dx}{\sqrt{2\pi}} \quad (3.30)$$

На рисунке 3.3 приведены графики вероятностей ошибки различения 2-х и 4-х неортогональных сигналов, рассчитанные по формулам (3.28) и (3.29).

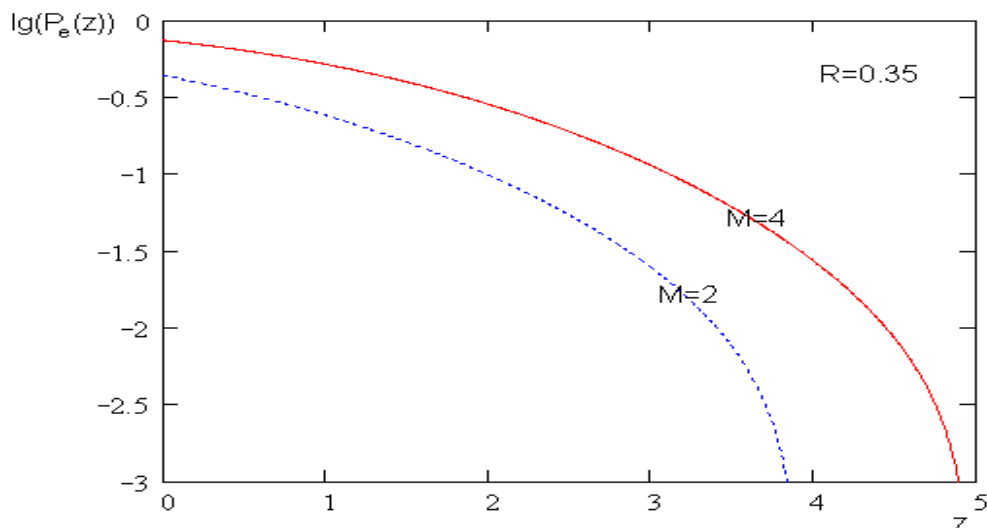


Рисунок 3.4 - Графики вероятностей ошибки различения 2-х и 4-х

Так же сравним вероятность ошибки различения 4-х неортогональных сигналов, рассчитанную по формуле (3.29), вероятность ошибки различения 4-х неортогональных сигналов, рассчитанную по точной формуле

$$P_e = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \Phi^{M-1}(x + z\sqrt{1-R}) dx \quad (3.31)$$

при  $R=0.35$  и вероятность ошибки, рассчитанную с использованием формулы (3.29) по методу Монте-Карло 2.0 при числе испытаний равном 104.

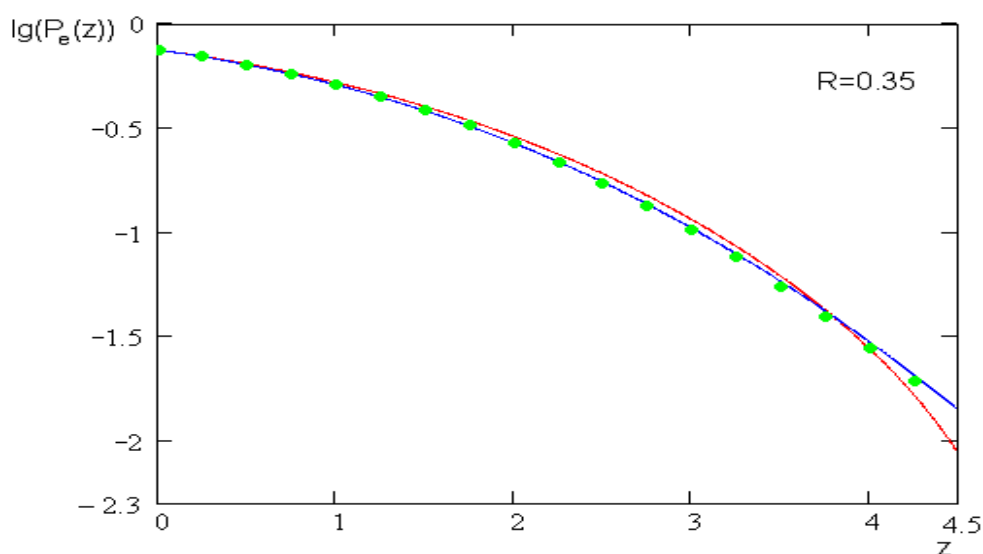


Рисунок3.5– Полученные зависимости

Полученные зависимости изображены на рисунке 3.4: красная линия – вероятность ошибки, рассчитанная по формуле (3.29), синяя линия – вероятность ошибки, рассчитанная по точной формуле, зеленые точки – вероятность ошибки, рассчитанная по методу Монте-Карло. Из рисунка видно, что в рабочей области все три кривые достаточно хорошо совпадают.

### 3.3 Оценка пропускной способности Wi-Fi (физический уровень)

Системные компромиссы - это неотъемлемая часть всего развития цифровых систем связи. Разработчик должен стремиться к 1) увеличить скорости передачи  $R$  к максимально возможной; 2) минимизировать вероятности битовой ошибки  $P_b$ ; 3) свести к минимуму потребление энергии, или, что то же самое, минимизации отношения энергии, необходимой на бит к

шуму спектральной плотности мощности шума  $ZB2$ ; 4) минимизации полосы пропускания  $B_t$ ; 5) максимизация: интенсивность использования системы, т.е. для обеспечения надежного обслуживания максимального количества пользователей с минимальной задержкой и максимальной устойчивости к конфликтам; и 6) сведение к минимуму структурную сложность системы, вычислительной нагрузки и стоимости системы. Конечно, разработчик системы может пытаться удовлетворить все требования одновременно. Но ясно, что требования 1 и 2 противоречат требованиям 3 и 4; они обеспечивают одновременное увеличение скорости  $R$  и минимизации  $P_b$ ,  $ZB2$ ,  $B$ . Есть несколько ограничений и теоретические ограничения, которые неизбежно влекут за собой компромиссы в любых системных требованиях.

Теоретически требуется минимальная пропускная способность Найквиста теорема о пропускной способности Закона Шеннона-Хартли (и предела Шеннона), государственное регулирование (например, распределение частот), технологические ограничения (например, современные компоненты), другие системные требования (например, спутниковых орбит).

Реализованные некоторые компромиссы между кодирования и модуляции может лучше показать через изменение рабочей точки на одном из двух плоскостях - характеристике вероятности возникновения ошибки и характеристики эффективности использования полосы пропускания [5].

Чтобы получить зависимость вероятности ошибки на бит  $P_b$  немного отношения сигнал / шум для стандартного  $ZB$  IEEE 802.11, мы сначала найти зависимость вероятности ошибки символа  $P_e$  сигнал характер / шум  $\gamma$ . Для этого мы используем метод, описанный в пункте 4.3, так как в стандарте IEEE 802.11 использует QPSK и QAM. Из-за техники, она не применима в большом количестве модуляции QAM сигнал (в данном случае,  $M = 16$  и  $M = 32$ ) при низких отношениях сигнал / шум ( $\gamma < 4$ ), так что в этой области аппроксимируется следующие результаты по формуле:

$$P_e(z) = 1 - \left[ 1 - 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left( 1 - \Phi \left( z \sqrt{\frac{3}{2(M-1)}} \right) \right) \right]^2 \quad (3.32)$$

(применение этой формулы обосновывается в [6]). Зависимости  $P_e$  от  $z$  для модуляции QPSK при различном количестве сигналов изображены на рисунке 3.5; для модуляции QAM – на рисунке 3.6.

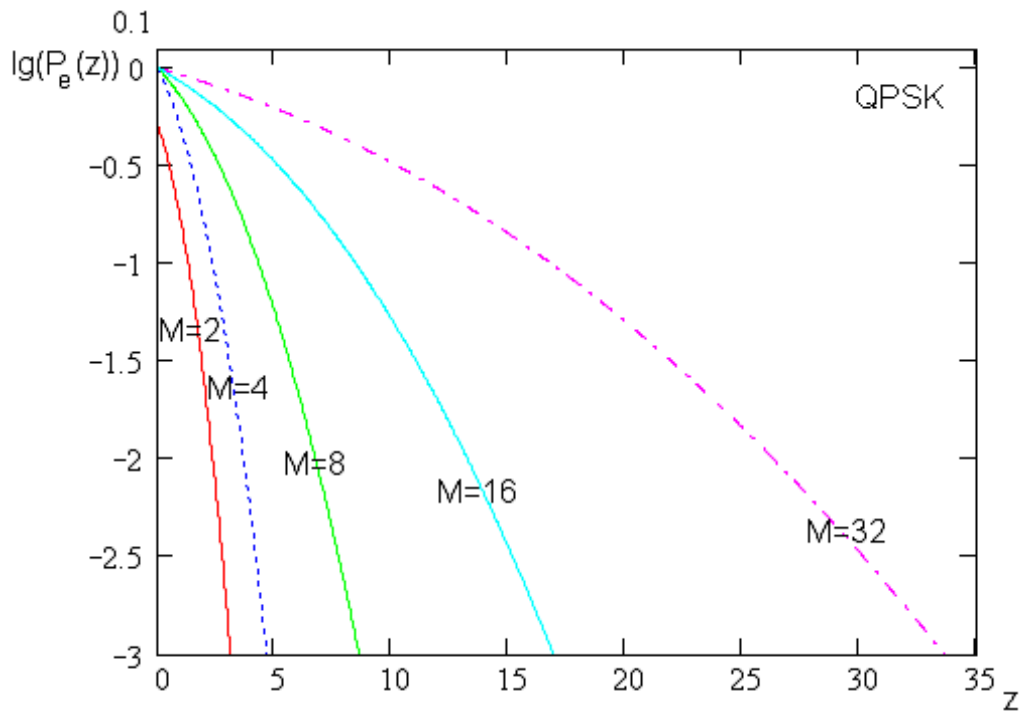


Рисунок3.6- Зависимость  $P_e$  от  $z$  для модуляции QPSK при различном количестве сигналов

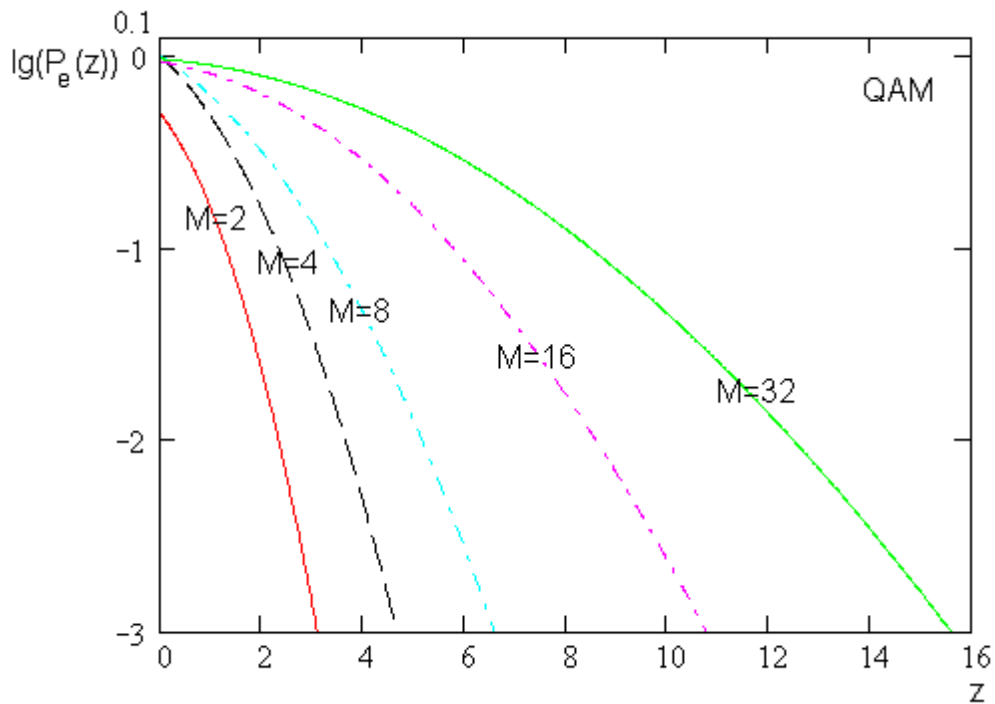


Рисунок3.7 - Зависимости  $P_e$  от  $z$  для модуляции QAM при различном количестве сигналов

Для пересчета  $P_e$  и  $z$  в  $P_b$  и  $z_b$  воспользуемся формулами



$$P_b \approx \frac{P_e}{\log_2 M}, z_b^2 = \frac{z^2}{k}, \quad (3.32)$$

где  $k = \log_2 M$ .

На рисунках 3.7 и 3.8 представлено семейство кривых, зависящих  $R_{\text{от}} z_{\text{бд}}$  для QPSK и QAM. Для представления каждого  $k$ -битный модулятор последовательности использует один из  $M = 2^k$  сигналов, где  $M$  - количество набора символов. Цифры 3,7 и 3,8 показывают увеличение частоты ошибок с увеличением  $k$  (или  $M$ ) для передачи не-ортогональных сигналов. Для неортогональным наборов сигналов, более широкий диапазон символов может снизить требования к пропускной способности за счет увеличения  $P_b$ , или желаемое значение  $ZB$ . Кроме того, эти семейства кривых будем называть характеристической кривой для вероятности возникновения ошибок, и самолет, в котором они лежат, - самолет вероятность ошибок. Эти характеристики указывают, где рабочая точка может быть расположена в конкретной схем модуляции и кодирования.

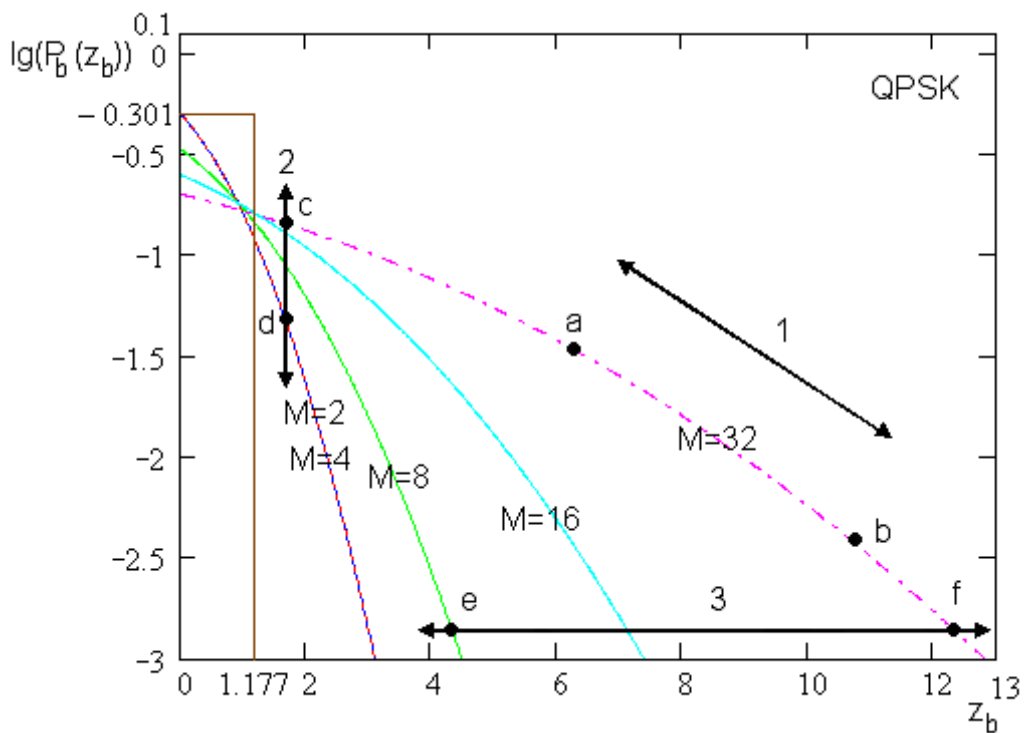


Рисунок 3.8 -Семейство кривых зависимости  $P_{\text{от}} z_{\text{бд}}$  для модуляций

Для системы с заданной скоростью передачи данных каждой кривой в плоскости может быть связан с различными фиксированными значениями минимальной требуемой полосы пропускания; и, следовательно,

определенный набор кривых могут быть представлены в виде набора кривых равной пропускной способности. При движении по кривой в сторону увеличения по оси ординат, полосы пропускания, требуемой для увеличения передачи; И наоборот, если двигаться в обратном направлении, требуемую полосу пропускания уменьшается. После выбора схемы модуляции и кодирования, а также номинальной система характеризуется  $zbfunktionsionirovanie$  определенной точки на плоскости вероятности возникновения ошибок.

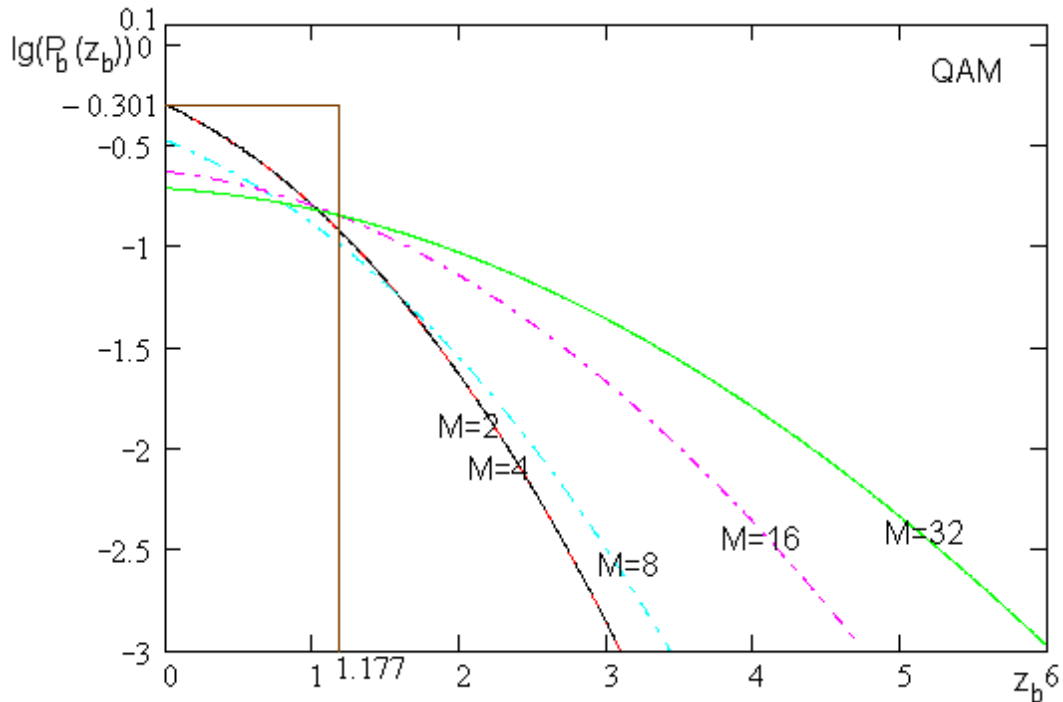


Рисунок 3.9-Семейство кривых зависимости  $P_b$  от  $z_b$  для модуляций

Возможные компромиссы можно рассматривать как изменение рабочей точки на одной из кривых или перехода от одной рабочей точки кривой семейства в другой операционной точке. Эти компромиссные показаны на рисунке 3.9 как смещение рабочей точки системы в направлении, указанном стрелками. Перемещение рабочей точки вдоль линии между точками 1 и  $b_{m0zhno}$  и считается компромисс между  $RBI$  характерным  $ZB$  (при фиксированном значении  $W$ ). Точно так же, сдвиг по линии 2, между точками С до D, ищет компромисс между  $RBI$   $W$  (при фиксированном значении  $ZB$ ). Наконец, движение по линии 3 между точками Е и Р, является поиск компромисса между  $W$   $ZB$  (фиксированное значение  $P_b$ ). Сдвиг по линии 1 - уменьшение или увеличение номинальной стоимости  $ZB$ . Это может быть достигнуто, например, путем увеличения мощности передатчика; Это означает, что компромисс может быть реализован просто "поворотным", даже после завершения конфигурации системы. В то же время, другие компромиссы (сдвигается вдоль линий 2 или 3) включают изменения в

модуляции или схему кодирования и, следовательно, они должны осуществляться на стадии проектирования системы [7].

Shannon показали, что емкость канала  $S$ с аддитивным белым гауссовым шумом является функцией средней мощности принимаемого сигнала  $S$ , средняя мощность шума  $N_0$  и пропускная способность  $W$ . Выражение для ширины полосы передачи (теорема Шеннона-Хартли) можно записать следующим образом:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N_0} \right). \quad (3.33)$$

Если  $W$ измеряется в герцах, и логарифм берется по основанию 2, пропускная способность будет на один бит / с. Теоретически (с помощью довольно сложную схему кодирования) информации о канале может передаваться во всяком случае  $R$  ( $R < C$ ) со сколь угодно малой вероятностью ошибки. Если  $R > C$ , код на основе которых можно достичь сколь угодно малую вероятность ошибки существует. В данной работе, Шеннон показал, что значения  $S$ ,  $N_0$  и  $W$  установленных лимитов на скорость, а не вероятности возникновения ошибки.

Выражение (3.33) можно преобразовать к виду

$$\frac{C}{W} = \log_2 \left[ 1 + \frac{E_b}{N_0} \frac{C}{W} \right] \quad (3.34)$$

$C/W$  – нормированная пропускная способность канала, измеряемая в бит/с/Гц.

Существует нижнее предельное значение  $E_b/N_0$ , при котором ни при какой скорости передачи нельзя осуществить безошибочную передачу информации. С помощью соотношения

$$\lim_{x \rightarrow 0} (1+x)^{1/x} = e \quad (3.35)$$

можно рассчитать граничное значение  $E_b/N_0$ .

Пусть

$$x = \frac{E_b}{N_0} \frac{C}{W}. \quad (3.36)$$

Тогда, из уравнения (3.34) получаем

$$\frac{C}{W} = x \log_2 (1+x)^{1/x} \quad \text{и} \quad 1 = \frac{E_b}{N_0} \log_2 (1+x)^{1/x} \quad (3.37)$$

В пределе, при  $C/W \rightarrow 0$ , получаем

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2 e} = 0.693 \quad \text{или} \quad z_b = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} = 1.177 \quad (3.38)$$

Это значение называется пределом ЗВ Шеннон. На рисунках 3.7 и 3.8 предел Шеннона - это кривая, которая в  $ZB = 1,177$  резко меняет свое значение с  $LG(P_b) = -0,301$  ( $P_b = 1/2$ ) на  $LG(P_b) = -\infty$  ( $P_b = 0$ ).

Из рисунков 3.7 и 3.8 показывает, что QAM имеет большую помехоустойчивость по сравнению с QPSK, и в то же иммунитет квадратурной модуляции имеет большую пропускную способность.

## 4 БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ

### 4.1 Анализ условий труда. Характеристика помещения

Оборудование, предназначенное сетевой сервер расположен в этом же здании "GoldenPalace". Высота этажа 3,2 м Стены выкрашены в белый цвет и имеют большие окна и верхний люминесцентную лампу. Таким образом, номер производит яркий, легкий опыт, несмотря на то, что окна выходят на северной стороне. Верхнее освещение работает даже в дневное время, и, чтобы уменьшить неблагоприятное воздействие на видение двух различных типов источника света в офисе с жалюзи затемнения. Планировка и размещение оборудования показан на рисунке 4.1.

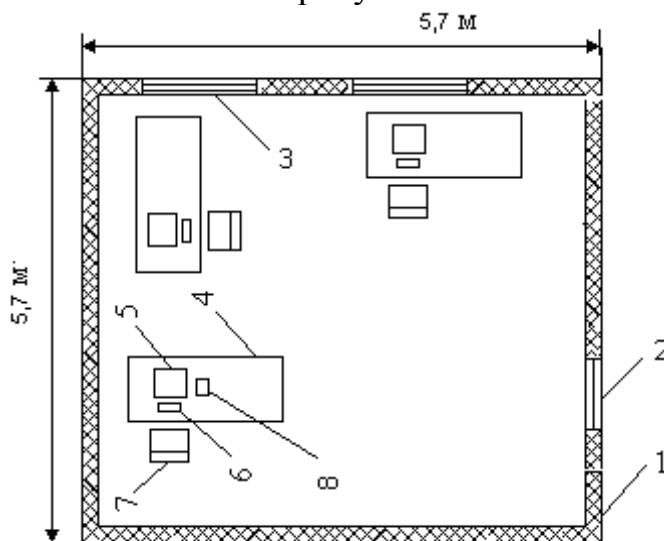


Рисунок 4.1 – План помещения и размещения оборудования

где: 1 – стена; 2 – дверной проем; 3 – окно деревянное двойное раздельное; 4 – компьютерный стол; 5 – компьютер; 6 – клавиатура; 7 – стул; 8 – точка доступа Wi-Fi

В помещении «серверной» помимо места системного администратора находится 5 учебных мест, таким образом, максимальное число находящихся в «серверной» человек равно 6.

Площадь комнаты контроля  $S_{\text{контр}} = 5.7 \cdot 5.7 = 32.49 \text{ м}^2$ , объем -  $V_{\text{контр}} = 32.49 \cdot 3.2 = 103.97 \text{ м}^3$ . На одного человека приходится площадь  $32.49/6 = 5.42 \text{ м}^2$  и объем  $17.33 \text{ м}^3$ . Это больше минимальных площади и объема приходящихся на одного работающего, установленных нормами (объем - не менее  $15 \text{ м}^3$ , площадь - не менее  $4.5 \text{ м}^2$ ).

#### 4.1.2 Оценка микроклимата

По ГОСТ 12.1.005-88 работы производятся системным администратором, относятся к категории легкой тренировки я использовал (табл. 4.1).

Оборудование, установленное в "сервер" выделяет большое количество тепла. В результате, в течение лета в комнате нужен вывод избыточного тепла. Чтобы создать благоприятный микроклимат в помещении настенных кондиционеров, характеристики которых приведены в таблице 4.2. Они позволяют охлаждать воздух, автоматическое поддержание заданной температуры, изменения скорости воздушного потока и направлять его, чтобы обеспечить воздухообмен с внешней средой [8].

Т а б л и ц а 4.1 - Категории работ по энергозатратам организма

| Работа            | Категория | Энергозатраты организма, Дж/с | Характеристика работы   |
|-------------------|-----------|-------------------------------|---|
| Легкая физическая | I б       | 138 – 172                     | Производится сидя, стоя или связана с ходьбой и сопровождается некоторым физическим напряжением |

Т а б л и ц а 4.2 - Характеристики установленных кондиционеров

| Модель             | Мощность охлаждения, кВт | Мощность нагрева, кВт | Мощность потребляемая, кВт | Расход воздуха, куб.м/час |
|--------------------|--------------------------|-----------------------|----------------------------|---------------------------|
| SANYO SAP-K181GJHA | 5                        | 5.75                  | 2.25/1.96                  | 760                       |

Оптимальные нормы параметров микроклимата в холодный и теплый периоды, с учетом категории работы, перечисленных в таблице 4.3. Регулирование параметров микроклимата автоматически регулируемых параметров. Изменение характеристик контролируемых оператором.

Т а б л и ц а 4.3 - Оптимальные нормы параметров микроклимата

| Период работы | Температура, °С | Скорость движения воздуха, м/с, не более |
|---------------|-----------------|--|
| Холодный      | 21-23           | 0.1                                      |
| Теплый        | 22-24           | 0.2                                      |

Как обогреватели в обеих областях установить регистры гладких труб. Существующая система кондиционирования воздуха поддерживает температуру в оптимальных норм параметров микроклимата. В помещениях подается снаружи объема воздуха до 100 кубических метров на одного работника. Скорость воздуха в помещениях в любое время года не превышает 0,1 м / с.

Поэтому микроклиматические условия сервисного оборудования в соответствии с ГОСТ 12.0.003-74 описано как оптимальный.

## 4.2 Расчет системы кондиционирования

При расчете системы кондиционирования воздуха используется директиву [9].

Поскольку базовая станция может генерировать тепло-и радиостанций рабочих температур от 0 ° С до 44 ° С операции в avtozale относится к средней тяжести, вы должны поддерживать среднюю температуру 23С, путем создания в avtozale кондиционера. Расчет вентиляции в помещениях линейно аппаратного зала, генератор и т.д., где стоит значительное избыточное тепло производится таким образом, чтобы определить количество воздуха, необходимого для охлаждения избыточного тепла  $Q_{изб}$ . Чтобы сделать это, воспользуемся формулой (4.1) [10]:

$$L = \frac{Q_{изб}}{C_v(t_{yx} - t_{bx}) * r_b} \quad (4.1)$$

где  $C_v=0,24$  ккал/кг× град - теплоемкость воздуха;

$t_{yx}$  - температура уходящего воздуха;

$t_{bx}$  - температура поступающего воздуха;

$r_b=1,206$  кг/м<sup>3</sup> - плотность воздуха.

Избыточное тепло находится по формуле (4.2)[11]:

$$Q_{изб}=Q_{об}+Q_{л}+Q_{р}-Q_{от}, \quad (4.2)$$

где  $Q_{об}$  - тепло, выделяемое оборудованием;

$Q_{л}$  - тепло, выделяемое людьми;

$Q_{р}$  - тепло, вносимое солнечной радиацией;

$Q_{от}$  - теплоотдача в окружающую среду.

Для автозала значением  $Q_{л}$  позволено пренебречь ( $Q_{л}=0$ ), а значения  $Q_{р}$  и  $Q_{от}$  примерно равны, и в результате избыток тепла образуется только за счет тепла, выделяемого оборудованием:  $Q_{изб}=Q_{об}$ .

Значение  $Q_{об}$  определяется из соотношения (4.3)[13]:

$$Q_{об} = 860 \times P_{об} \times n, \quad (4.3)$$

где 860 - тепловой эквивалент 1 кВт/ч;  
 $P_{об}$  - потребляемая мощность (для оборудования BSCUMTS – 1 кВт/ч);  
 $n$  - коэффициент перехода тепла в помещении (для автозала он составляет 0,95).

Определим значение  $Q_{об}$ :

$$Q_{об} = 860 \times 1 \times 0,95 = 817 \text{ ккал/ч.}$$

По формуле (4.4) найдем количество воздуха, которое нужно будет охладить в данном помещении[14]:

$$Q_n = \frac{Q_u}{V_n}, \quad (4.4)$$

где  $V_n$  – объем помещения автозала – 27 м<sup>3</sup>;

$$Q_n = \frac{817}{27} = 10,259 \text{ ккал/ч},$$

Отсюда, количество воздуха, которое необходимо удалить из помещения: для автозала величина  $t$  при расчетах выбирается в зависимости от теплонапряженности воздуха - если теплонапряженность воздуха  $Q_n < 20$  ккал/ч, то принимаем  $t = 6^\circ\text{C}$ , а при  $Q_n > 20$   $t = 8^\circ\text{C}$  и расчет произведем по формуле (4.5)

$$L_v = \frac{817}{0,24 \times (29 - 23) \times 1,206} = 470,45 \text{ м}^3 / \text{ч},$$

Кратностью воздухообмена  $K$  называется отношение количества воздуха, поступающего в помещение за один час к объему помещения  $V_n$  (в автозале аппаратуры BSCUMTS – 27 м<sup>3</sup>). Исходя из этого, найдем кратность воздухообмена:

$$E = \frac{470,45}{27} = 17,41 \text{ ч}^{-1}$$

Таким образом, в помещении линейно-аппаратного цеха для охлаждения избыточного тепла, выделяемого оборудованием, поддерживается воздухообмен с кратностью 6,17.

Согласно расчету, выбираем тип кондиционера фирмы DELONGHI, модель CP-30 :



Т а б л и ц а 4.4 – Техническая характеристика кондиционера

|  |             |
|--|-------------|
| Модель кондиционера                              | CP-30       |
| Мощность охлаждения, (кВт)                       | 3,520       |
| Мощность нагрева, (кВт)                          | 3,528       |
| Воздушный номинальный поток, (м <sup>3</sup> /ч) | 570         |
| Режим работы                                     | Непрерывный |

Выбранный кондиционер уличный, крепим на стену с помощью специального крепления. Кондиционирование воздуха происходит через специальные короба, которые устанавливаются на уровне подвесного потолка рисунок 4.5.

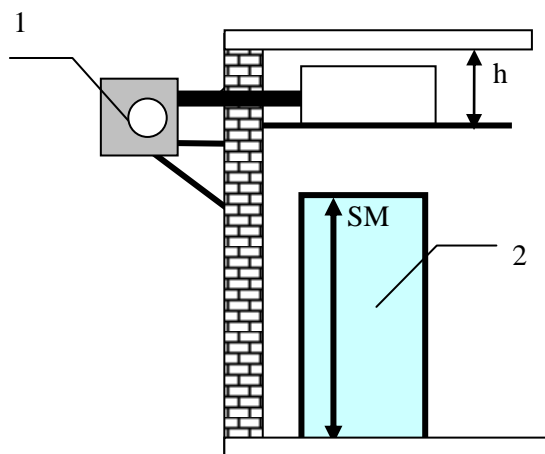


Рисунок 4.5 – Месторасположение кондиционера, 1-кондиционер; 2-статив; h-высота подвесного потолка

Вывод: по результатам расчетов выбираем модель кондиционера CP-30, с мощностью охлаждения 3,520 кВт, мощность нагрева 3,528 кВт, воздушным номинальным потоком 570 м<sup>3</sup>/ч. Режим работы непрерывный. Данная модель кондиционера удовлетворяет требованиям нормального функционирования оборудования и также соответствует ГОСТ 12.1.005-88 ССБТ

#### 4.3 Обеспечение электробезопасности на рабочем месте

Воздействие электрического тока на организм человека может вызвать повреждения, в зависимости от вида величия и могущества, а также от продолжительности его действия.

Степень опасности и поражению оператора электрическим током низка, так как нет никаких факторов прикосновения к токоведущим частям, так что относится к производству класса опасности - со снижением риска.

По степени доступности земли принадлежит производственных мощностей (оборудования, доступных для персонала, не в электротехнических специальностей, которые не имеют достаточных знаний о безопасности при работе с электрооборудованием).

Сетевой - трехфазный, 380/220 V. Это напряжение находится в контакте с телом оборудования, способного поразить электрическим током.

Поражение электрическим током может произойти, когда короткие провода к металлическим корпусом оборудования (самая большая опасность представляет собой компьютерную систему, потому что это имеет металлический корпус), с Неумелое обращение с электрооборудованием, если вы случайно прикасаетесь к оголенным частей. Для защиты персонала от поражения электрическим током применяется к земле, обеспечивая быстрый устройство отключения при замыкании токоведущих частей на металлическом корпусе, защитных устройств, автоматически отключающий электрического монтажа в потенциальной человеческой прикосновения к токоведущим частям.

Принцип работы состоит в свою очередь исчезающей схему по делу к короткому замыканию однофазного вызвать большой ток, который может обеспечить защиту споткнулся и, таким образом, повреждены электрические установки автоматического отключения от сети.

#### 4.3.1 Расчет зануления

Расчет исчезновение имеет целью определить условия, при которых Существует быстрый останов, закрыв фаз корпус оборудования и обеспечить безопасность человеческого прикосновения к исчезновению корпуса в чрезвычайный период. В соответствии с этим, в нуль, рассчитанное отключающая способность и безопасность человеческого прикосновения к исчезновению закрытия частей оборудования на корпусе.

Расчет производится на отключающей способности условиях:

$$I_{кз} > kI_{ном} \quad (4.6)$$

где  $I_{ном}$  – номинальный ток плавкой вставки предохранителя или ток срабатывания автоматического выключателя А;

$I_{кз}$ . – цепи фаза-установка-нулевой провод, А; k – коэффициент кратности тока.

Примечание:

1) для автоматических выключателей имеющих только электромагнитный расцепитель (отсечку)  $k > (1,25 - 1,4)$ ;

2) для плавких предохранителей  $k > 3$ .

Значение тока короткого замыкания  $I_{к.з.}, A$ , зависит от фазного напряжения  $U_{ф}, В$ , и сопротивлений цепи, в том числе:

а) от полных сопротивлений трансформатора  $Z_T, Ом$ ;

б) фазного проводника  $Z_{ф}, Ом$ ;

с) нулевого защитного проводника  $Z_{н.з.}, Ом$ ;

д) внешнего индуктивного сопротивления петли фазный провод-нулевой провод  $X_{п}, Ом$ ;

$$I_{кз} = \frac{U_{ф}}{Z_m/3 + Z_{ф} + Z_{н.з.} + jX_n} \quad (4.7)$$

где  $Z_{п} = Z_{ф} + Z_{н.з.} + jX_{п}$  комплекс полного сопротивления петли фаза-ноль, Ом.

Допустимо применять приближенную формулу для действительного значения модуля тока короткого замыкания  $I_{к.з.}, A$ .

$$I_{кз} = \frac{U_{ф}}{Z_m/3 + Z_n} \quad (4.8)$$

Эта формула дает до 5% погрешности в сторону ужесточения требований безопасности, что допустимо.

Модуль полного сопротивления петли фаза-ноль  $Z_{п}, Ом$ , равен:

$$Z_n = \sqrt{(R_{ф} + R_{н.з.})^2 + (X_{ф} + X_{н.з.} + X_n)^2}$$

где  $R_{ф}$  – активное сопротивление фазного проводника, Ом;

$R_{н.з.}$  – активное сопротивление нулевого защитного проводника, Ом;

$X_{ф}$  – внутреннее индуктивное сопротивление фазного проводника, Ом;

$X_{н.з.}$  – внутреннее сопротивление нулевого проводников, Ом; .

Произведем расчет зануления корпуса системного блока ЭВМ, установленного в помещении оператора.

Электропитание помещения осуществляется от силового трансформатора мощностью  $S_{но} = 63$  кВА, напряжением 6/0,4 кВ. Нейтраль низковольтной стороны глухо заземлена.

Электрические сети от силового трансформатора к источнику точки сделал четыре нитки кабеля с алюминиевыми жилами сечением 3x25 +1 x16 мм<sup>2</sup>.

Кабель укладывается в туннеле. Нулевой защитный проводник кабель укладывается в туннеле, и выполнен в виде прямоугольной стальной полосы 40X4 мм. Длина кабельной линии и защитного проводника в месте находится в 180 метрах от точки питания в розетку с вилкой, вставленной в компьютер, разгромили направляется проволока АППВ 2,5 мм<sup>2</sup>. АППВ провод состоит из трех параллельных сложенными алюминиевых проводников, один из которых является защитный проводник. Длина провода составляет 20 м.

Рассчитать фазу сопротивления и входы нулевые защиты, R, Ом, со алюминиевой жилой:

$$R = \sum p_i \frac{l_i}{S_i} \quad (4.8)$$

где  $p_i$  – удельное сопротивление провода (для алюминия  $p = 0,028$  Ом\*мм<sup>2</sup> / м;  $l_i$  – длина участка провода из одного материала и одного сечения, м;  $S_i$  – площадь поперечного сечения провода, мм<sup>2</sup>.

Фазный провод от Трансформатора до силового пункта:

$$R_{\phi 1} = 0,028 * 180/25 = 0,202 \text{ Ом}$$

Фазный провод от силового пункта до розетки:

$$R_{\phi 2} = 0,028 * 20/2,5 = 0,224 \text{ Ом}$$

Нулевой защитный провод от силового пункта до розетки:

$$R_{H2} = 0,028 * 20/2,5 = 0,224$$

Значения  $X_{\phi}$  и  $X_{H.3.}$  для алюминиевых проводов сравнительно малы (около 0,0156 Ом/км), поэтому ими можно пренебречь. Рассчитаем активное и индуктивное сопротивления стальной полосы по таблица 4.5.

Т а б л и ц а 4.5 – Сопротивление стальной полосы

| Сортамент, мм | r, Ом/км | X, Ом/км | Z, Ом/км |
|---------------|----------|----------|----------|
| 40x4          | 2,24     | 1,34     | 2,61     |

Примечание: Значения таблицы приведены для переменного тока  $f=50$  Гц. По справочным данным для полосы сечением  $40 \times 4$  мм при плотности тока  $d = 1$  А/мм<sup>2</sup> активное  $r_w$  и индуктивное  $X_w$  сопротивления на один километр линии:

$$r_w = 2,24 \text{ Ом/км};$$

$$X_w = 1,34 \text{ Ом/км}.$$

Тогда искомое активное сопротивление  $R_{Н.3.1}$ , Ом, и индуктивное сопротивление  $X_{Н.3.1}$ , Ом стальной полосы равны соответственно:

$$R_{Н.3.} = r_w * l = 2,24 * 0,18 = 0,403 \text{ Ом}$$

$$X_{Н.3.1} = X_w * l = 1,34 * 1,18 = 0,241 \text{ Ом}$$

Значение  $X_{\Pi}$  в практических расчетах для участка, имеющего стальную полосу, проложенную совместно с кабелем, принимают равным  $0,6$  Ом/км.

$$X_{\Pi 1} = 0,6 * 0,18 = 0,108 \text{ Ом}$$

Значением  $X_{\Pi 2}$  на участке от силового пункта до розетки можно пренебречь, так как нулевой защитный проводник проложен совместно с фазным проводником.

Сопротивление трансформатора мощностью  $630$  кВА составляет:

$$Z_T = 0,129 \text{ Ом}.$$

Определяем ток короткого замыкания  $I_{К.3.}$ , А, проходящего по петле фаза-ноль:

$$I_{кз} = \frac{220}{\left( 0,129/3 + \sqrt{(0,202 + 0,224 + 0,403 + 0,224)^2 + (0,241 + 0,108)^2} \right)} = 191 \text{ А}$$

Условие срабатывания защиты:

$$I_{кз} > k I_{НОМ} \quad \text{где} \quad k = 1,4 - \text{коэффициент кратности};$$

$I_{НОМ} = 80 \text{ А}$  - номинальный ток расцепителя автомата.

$$191 \text{ А} > (1,4 * 80) = 112 \text{ А}.$$

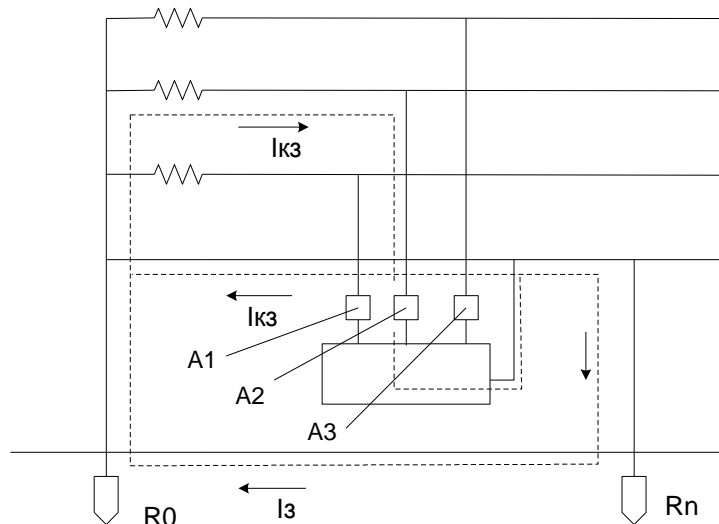


Рисунок 4.6 – Принципиальная схема сети переменного тока с занулением, A1, A2, A3- аппараты защиты (предохранитель или автоматический выключатель); R<sub>0</sub>-заземление нейтрали; R<sub>н</sub>- повторное заземление.

Вывод: ток однофазного короткого замыкания  $I_{к.з.} = 191$  А превышает условие срабатывания защиты  $k \cdot I_{ном} = 112$ , А, поэтому нулевой защитный проводник выбран правильно, т.е. отключающая способность системы зануления обеспечена.

Определяем максимальное напряжение  $U_K$ , В, на корпусе системного блока персонального компьютера при пробое в случае отсутствия повторного заземления нулевого провода:

$$U_K = I_{к.з.} \cdot Z_H$$

Полное сопротивление нулевого защитного провода  $Z_H$ , Ом, равно:

$$Z_H = \sqrt{R_H^2 + (X/2)^2} = \sqrt{(0,403 + 0,224)^2 + (0,108/2)^2} = 0,629 \text{ Ом}$$

$$U_K = 191 * 0,629 = 120,1 \text{ В}$$

Вывод: Напряжение прикосновения  $U_K = 120,1$  В согласно ССБТ допускает продолжительность воздействия на тело человека в течение 0.4 с. Автоматические выключатели типа АЗ710 имеют максимальное время срабатывания до 0,1 с, что в 4 раза меньше, чем допустимая продолжительность воздействия на человека. Следовательно, безопасность

при прикосновении к запуленному корпусу ЭВМ, в случае пробоя фазы на корпус, обеспечена.

## 5 ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ

### 5.1 Преимущества беспроводной сети

Этот проект рассматривает проектирование беспроводной сети на основе технологии Wi-Fi.

Беспроводные локальные сети становятся все более популярными среди пользователей. В течение нескольких лет они проходят процесс стандартизации, увеличение скорости передачи данных, цена станет доступной.

Сегодня беспроводные сети позволяют пользователям для обеспечения связи, где кабельная трудно или нужно полную мобильность. В этом беспроводной сети взаимодействует с проводными сетями. В настоящее время необходимо принимать во внимание при проектировании беспроводное решение любых сетей - от небольшого офиса до предприятия. Это может сэкономить деньги и время и усилия и.

Постоянно расширяется ассортимент оборудования, улучшение стандартов и улучшения защиты позволяет практически в любом месте использовать Wi-Fi. Новейшее оборудование отвечает самым высоким требованиям безопасности, стабильности и высокой скоростью.

Беспроводные сети позволяют пользователям для обеспечения связи, где кабельная трудно или нужно полную мобильность. В этом беспроводной сети взаимодействует с проводными сетями. В настоящее время необходимо принимать во внимание при проектировании беспроводное решение любых сетей - от небольшого офиса до предприятия. Это может сэкономить деньги и время и усилия и.

#### Преимущества Wi-Fi:

- Никаких проводов. Передача данных в сети осуществляется по воздуху на очень высокой частоте, которая не влияет на людей и не создает помехи для электронного оборудования.

- Мобильность. Поскольку беспроводная сеть не привязана к проводу, можно свободно изменять местоположение вашего компьютера в зоне покрытия точки доступа, не беспокойтесь о расстройств связи. Сеть легко собирается и разбирается, когда вы переехать в другой номер, вы можете даже поднять вашу сеть с вами.

- Уникальная технология. Может быть установлен в местах, где установка проводных сетей по той или иной причине невозможно или нецелесообразно, таких как выставки, конференц-залы.



## 5.2 Исследование мировых достижений в области беспроводных сетей

Есть много причин, чтобы полюбоваться, как быстро развивается беспроводной индустрии. По данным компании SynergyResearchGroup, мировой рынок для этих сетей выросла с \$ 2,8 млрд. в 2008 году до \$ 7,5 млрд в 2013 году. Роста продаж, выраженный в число беспроводных устройств является еще более впечатляющим. Это способствует быстрому снижению цен на них. Растущая тенденция включения интерфейсы Wi-Fi в мобильных вычислительных систем и устройств связи, в том числе ноутбуков, КПК и смартфонов. Дирижер маркетинговой компании Intel на рынок средств для беспроводных сетей успешно, и многие потребители обращают внимание на технологии Wi-Fi. Почти все сетевые эксперты считают, что рынок услуг беспроводной передачи данных будет продолжать развивать и Wi-Fi технологии суждено сыграть очень важную роль.

По консалтингового агентства PyramidResearch, на котором были рассмотрены беспроводных пользователей в США, в настоящее время 21,3 млн. Что касается глобального распространения этой технологии PyramidResearch прогнозирует, что к концу 2014 года число абонентов Wi-Fi по всему миру, чтобы достичь 1 9 млрд., и превысит количество абонентов к другим видам доступа, а также количество абонентов доступа в Интернет сотовых операторов.

## 5.3 Организация беспроводной сети в интернет-кафе “SKY” отеля “GoldenPalace”

Этот проект будет рассчитываться затраты на закупку, доставку, монтаж и ввод в эксплуатацию оборудования беспроводной на базе технологии Wi-Fi, производства D-Link. Оборудование этой компании очень хорошо зарекомендовали себя на рынке информационных технологий для их надежности, функциональности и гибкости системы.

Сегодня компании могут предложить оборудование для построения Wi-Fi сети стандарта IEEE 802.11a/b/g:

- Программное обеспечение (система поддержки операций (OSS)):

Серверное программное обеспечение управляет всеми функциями: конфигурацию, авторизации. Сервер OSS дистанционно управляет всеми пользовательских сессий для публики в рекламном агентстве сети.

- Переключатель:

Для агрегации трафика, проект использует переключатель 2-го уровня. В качестве такого устройства выбран оборудование DES-3526-24-SMI-PoE.

- А.П. (AccessPoint):

В качестве точки доступа оборудование D-Link DWL-3200 AP WirelessAccessPoint 802.11b / г, в диапазоне 2,4 до 2,4835 ГГц

соответствующие рекомендации IEEE 802.11b и г (Wi-Fi). Радиус покрытия одной точки доступа составляет до 400 метров на открытом воздухе и может быть расширена путем добавления дополнительных точек доступа.

- Беспроводная связь Wi-Fi адаптеры:

В качестве беспроводных Wi-Fi адаптеров будут использоваться устройство D-Link DWL-G520 WirelessAdapter 802.11g, а также встроенные беспроводные адаптеры в ноутбуках сотрудников кафе.

Для осуществления данного проекта необходимо будет установить 3 точки доступа в здании.

Т а б л и ц а 5.1 - Наименование и стоимость оборудования для построения сети

| Наименование оборудования                         | Кол-во | Цена, тенге | Стоимость, тенге |
|---|--------|-------------|------------------|
| Программное обеспечение Operations Support System | 1      | 29832       | 29832            |
| Точка доступа D-Link DWL-3200 AP                  | 3      | 20570       | 61710            |
| Беспроводной адаптер D-Link DWL-G520              | 16     | 6100        | 97600            |
| Коммутатор DES-3526-24-ports                      | 2      | 47740       | 95480            |
| Кабель UTP Cat.5E катушка 305 м                   | 1      | 13071       | 13071            |
| Розетка RJ-45 DIN двойная UTP Cat.5E              | 16     | 745         | 11920            |
| Итого 309613                                      |        |             |                  |

Общая стоимость оборудования составляет 309613 тенге.

#### 5.4 Финансовый план построения сети

Финансовый план включает в себя расчет общие капитальные затраты, доходы, операционные расходы, прибыль, рентабельность и срок окупаемости.

Цель этого развития является максимизация прибыли, при минимальных затратах и высоком качестве услуг, принимая во внимание тот факт, что цена была приемлемой для пользователей.

Дальнейшие расчеты представлены, показывая стоимость реализации, экономической эффективности и окупаемости.

#### 5.4.1 Капитальные затраты

Капитальные затраты определим по формуле (5.1):

$$K = C + K_M + K_Y \quad (5.1)$$

где  $C$  – цена оборудования сети;

$K_M$  – стоимость рабочих мест в год;

$K_Y$  – стоимость монтажа и установки оборудования (5% от стоимости оборудования)

Анализ капитальных затрат:

Стоимость оборудования сети составляет:  $C = 309613$  тенге;

Т а б л и ц а 5.2 - Расчет затрат на организацию рабочих мест

| Наименование                        | Цена, тенге | Кол-во | Стоимость, тенге |
|-------------------------------------|-------------|--------|------------------|
| Компьютер (системный блок, монитор) | 43 909      | 10     | 439090           |
| Компьютерный стол                   | 9 500       | 10     | 95000            |
| Стул                                | 2 500       | 10     | 25000            |
| Шкаф                                | 12 300      | 2      | 24600            |
| Итого:                              |             |        | 583690           |

Общая стоимость организации рабочих мест: 583690 тенге.

Т а б л и ц а 5.3 - Капитальные затраты

| Наименование затрат          | Стоимость, тенге | Удельный вес, % |
|------------------------------|------------------|-----------------|
| Стоимость оборудования, (C)  | 309 613          | 34,07           |
| Стоимость рабочих мест, (Км) | 583 690          | 64,23           |

|                                       |         |        |
|---------------------------------------|---------|--------|
| Установка и монтаж оборудования, (Ку) | 15 480  | 1,70   |
| Итого                                 | 908 783 | 100,00 |

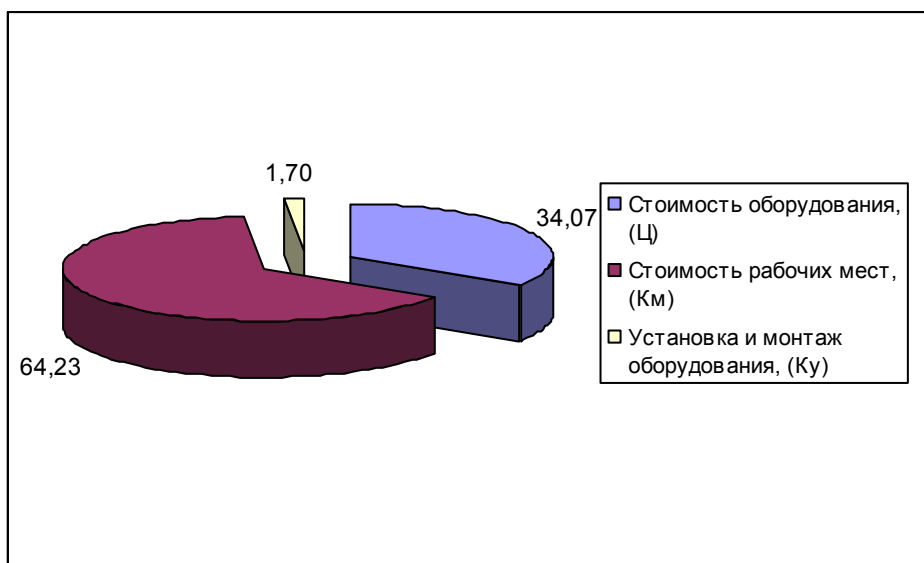


Рисунок 5.1 – Структура капитальных затрат

Рассчитаем капитальные затраты по формуле (5.1):

$$K = 309613 + 583690 + 15480 = 908783 \text{ тенге.}$$

#### 5.4.2 Расчет годовых эксплуатационных расходов

Эксплуатационные расходы определим по формуле (5.2):

$$\mathcal{E} = 3\Pi + A + M + C_{\text{ЭЛ}} + C_{\text{АДМ}}, \quad (5.2)$$

где  $3\Pi$  - основная и дополнительная заработная плата персонала с отчислением на социальное страхование, пенсионный фонд;

$A$  - амортизационные отчисления;

$M$  - затраты на материалы и запасные части;

$C_{\text{ЭЛ}}$  - электроэнергия со стороны производственных нужд;

$C_{\text{АДМ}}$  - прочие административные управленческие и эксплуатационные расходы;

Для вычисления заработной платы в таблице 5.4 приведем среднемесячные оклады обслуживающего персонала.

В годовой фонд заработной платы включается дополнительная заработная плата (работа в праздничные дни, сверхурочные и т.д.) в размере 30% от основной заработной платы.

Т а б л и ц а 5.4 – Среднемесячные оклады обслуживающего персонала

| Список персонала      | Количество | Ежемесячная з.пл, тенге | З.пл в год, тенге | Всего, тенге |
|-----------------------|------------|-------------------------|-------------------|--------------|
| Сетевой администратор | 1          | 80 000                  | 960000            | 960000       |
| Сетевой администратор | 1          | 80 000                  | 960000            | 960000       |
| Итого 1 920 000       |            |                         |                   |              |

Дополнительная заработная плата рассчитывается по формуле (5.3):

$$ЗП_{\text{доп}} = ЗП_{\text{осн}} * 0,3, \quad (5.3)$$

где  $ЗП_{\text{осн}}$  - годовой фонд основной заработной платы

Подставив значения в (5.3) найдем годовой фонд дополнительной заработной платы

$$ЗП_{\text{доп}} = 1\,920\,000 * 0,3 = 576\,000 \text{ тенге.}$$

При расчете фонда заработной платы следует учесть премии для выплаты рабочим (15%):

$$П = ЗП_{\text{осн}} * 0,15 = 1\,920\,000 * 0,15 = 288\,000 \text{ тенге.} \quad (5.4)$$

Фонд оплаты труда складывается из основной, дополнительной заработной платы, а также с учетом премий:

$$ФОТ = ЗП_{\text{осн}} + ЗП_{\text{доп}} + П \quad (5.5)$$

Определим фонд оплаты труда по формуле (5.5)

$$ФОТ = 1\,920\,000 + 576\,000 + 288\,000 = 2\,784\,000 \text{ тенге.}$$

Отчисления на социальный налог составляют 11%:

$$С_{\text{н}} = 0,11 (ФОТ - 0,1 \cdot ФОТ) = 275\,616 \text{ тенге.}$$

Таким образом, в целом сумма отчислений на социальные нужды составит 275 616 тенге.

Суммарная заработная плата с учетом отчислений на социальный налог:

$$ЗП = ФОТ + Сн = 2\,784\,000 + 275\,616 = 3\,059\,616 \text{ тенге.}$$

Сумма амортизационных отчислений начисляется по единым нормам, которые устанавливаются в процентах от стоимости основных фондов формула (5.6):

$$A_0 = \frac{\phi \cdot H_A}{100\%} \quad (5.6)$$

где  $\Phi$  – балансовая стоимость основных фондов, тенге;

$H_A$  – норма амортизационных отчислений.

Найдем амортизационные отчисления для оборудования, компьютеров и офисной мебели из (3.7).

Для оборудования для построения сети амортизация составляет 25% от цены оборудования:

$$A_1 = 309\,613 \cdot 0,25 = 77\,403 \text{ тенге.}$$

Амортизация компьютеров составляет 40% от цены:

$$A_2 = 439\,090 \cdot 0,4 = 175\,636 \text{ тенге.}$$

Амортизация офисной мебели составляет 15% от цены:

$$A_3 = 144\,600 \cdot 0,15 = 21\,690 \text{ тенге.}$$

$$A = A_1 + A_2 + A_3 = 77\,403 + 175\,636 + 21\,690 = 274\,729 \text{ тенге.}$$

Затраты на электроэнергию рассчитаем по следующей формуле (5.7):

$$C_{\text{ЭЛ}} = W \cdot T \cdot S, \quad (5.7)$$

где  $W$ - потребляемая мощность  $W = 1210 \text{ Вт}$ ;

$T$  - количество часов работы  $T = 8760 \text{ ч/год}$ ;

$S$  - стоимость киловатт-часа электроэнергии  $S = 14,36 \text{ тенге / кВт-час}$ .

Рассчитаем затраты на электроэнергию по формуле (5.7):

$$C_{\text{ЭЛ}} = 1,210 \cdot 8760 \cdot 14,36 = 152\,210,256 \text{ тенге.}$$

Мощность, потребляемая на прочие нужды, берется в размере 5% от мощности, потребляемой основным оборудованием. Стоимость электроэнергии, потребляемой на прочие нужды:

$$C_{\text{ЭЛ.пр}} = C_{\text{эл}} * 0,05 = 7610,5128 \text{ тенге.}$$

Общие затраты на электроэнергию:

$$C_{\text{эл.общ}} = C_{\text{эл}} + C_{\text{ЭЛ.пр}} = 152\,210,256 + 7610,5128 = 159\,820,7688 \text{ тенге.}$$

Затраты на материалы и запасные части принимают в размере 5% от стоимости системы:

$$M = 309\,613 * 0,05 = 15481 \text{ тенге.}$$

Стоимость административных расходов составляет 10% от ФОТ:

$$C_{\text{АДМ}} = \text{ФОТ} * 10\% = 2\,784\,000 * 0,10 = 278\,400 \text{ тенге.}$$

Таким образом, эксплуатационные расходы исходя из (5.2) составят:

$$\begin{aligned} \Xi &= 3\,059\,616 + 274\,729 + 15\,481 + 152\,210,256 + 165\,300 = \\ &= 3\,780\,436,256 \text{ тенге.} \end{aligned}$$

Сведем данные по эксплуатационным расходам в таблицу 5.5 и определим удельный вес каждой статьи расходов.

Т а б л и ц а 5.5 – Эксплуатационные расходы

| Статьи эксплуатационных затрат        | Стоимость, тенге | Удельный вес, % |
|---------------------------------------|------------------|-----------------|
| Заработная плата персонала            | 3059616          | 86,93           |
| Амортизационные отчисления            | 274729           | 7,27            |
| Затраты на материалы и запасные части | 15481            | 0,41            |
| Затраты на электроэнергию             | 152210,256       | 4,02            |
| Административные расходы              | 278400           | 7,36            |
| Итого:                                | 3780436,26       | 100,00          |

На рисунке 5.2 приведена структура эксплуатационных расходов.

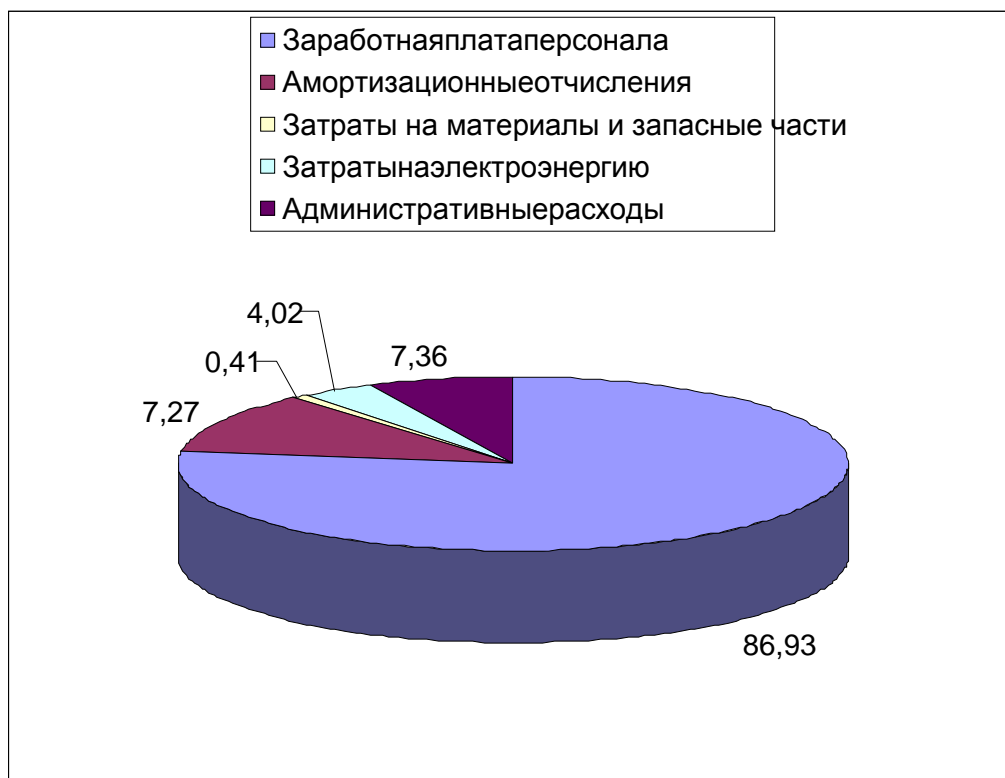


Рисунок 5.2 – Структура эксплуатационных затрат

#### 5.4.3 Расчет доходов от внедрения технологии беспроводного доступа Wi-Fi

Внедрения мобильных ПК проводилось с целью охвата всего помещения интернет-кафе и предоставлению услуг высокоскоростного беспроводного интернета. В процессе предоставления услуг оказалось, что достигается высокая окупаемость вложений.

Проходимость планируется 75 человек в месяц. Месячный абонемент пользования услугами интернета составляет 5000 тенге на одного человека. Учитывая, что каждый месяц интернет-кафе будет продавать по 75 абонементов, то годовой доход от предоставляемых услуг составит  $D = 75 \cdot 5000 \cdot 12 = 4\,500\,000$  тенге.

#### 5.4.4 Прибыль и срок окупаемости



Прибыль предприятия - это доходы предприятия от основной деятельности за вычетом эксплуатационных расходов. Прибыль предприятия облагается подоходным налогом, который в Казахстане составляет 20%.

Прибыль предприятия до налогообложения.

Доход от основной деятельности определим по формуле (5.8):

$$\text{ЧД} = \text{Д} - \text{Э} \quad (5.8)$$

где Д - годовой доход;

Э – эксплуатационные расходы.

$$\text{ЧД} = 4\,500\,000 - 3\,780\,436,256 = 719\,563,744 \text{ тенге.}$$

Чистый доход, остающийся в распоряжении предприятия – это прибыль после налогообложения.

Сумма, отчисляемая на подоходный налог с прибыли составит:

$$\text{Н} = \text{ЧД} * 20\%, \quad (5.9)$$

$$\text{Н} = 719\,563,744 * 0,2 = 143\,912,7488 \text{ тенге.}$$

Сумма прибыли после налогообложения составит:

$$\text{П} = \text{ЧД} - \text{Н} \quad (5.10)$$

где Н – корпоративный налог в размере 20% от суммы чистого дохода.

$$\text{П} = 719\,563,744 - 143\,912,7488 = 575\,650,995 \text{ тенге.}$$

Определим фонд накопления:

$$\text{ФН} = 0,75 * \text{П} \quad (5.11)$$

$$\text{ФН} = 0,75 * 575\,650,995 = 431\,738,2464 \text{ тенге.}$$

Ожидаемые чистые потоки денежных средств

$$\text{ОЧПДС} = \text{ФН} + \text{А} \quad (5.12)$$

$$\text{ОЧПДС} = \text{ФН} + \text{А} = 431\,738,2464 + 274\,729 = 706\,467,2464 \text{ тенге.}$$

Рентабельность проекта составит:

$$P = \frac{ОЧПДС}{K} = \frac{706467,2464}{908783} \cdot 100\% = 78\% \quad (5.13)$$

Срок окупаемости – это величина, показывающая, за какой период времени произойдет возврат денежных средств (капитальных вложений), затраченных на организацию предприятий. Срок окупаемости определим как отношение капитальных затрат к чистой прибыли предприятия:

$$T = \frac{K}{ОЧПДС} = \frac{908783}{706467,2464} = 1,3 \text{ года} = 1 \text{ год и 5 месяцев.} \quad (5.14)$$

Все экономические показатели по проекту создания сети на базе технологии Wi-Fi сведем в таблицу 5.6.

Т а б л и ц а 5.6 – Показатели экономической эффективности проекта

| Показатели                    | Сумма, тенге       |
|-------------------------------|--------------------|
| Капитальные затраты           | 908783             |
| Эксплуатационные расходы      | 3 780 436,256      |
| Прибыль до налогообложения    | 719 563,744        |
| Прибыль после налогообложения | 575 650,9952       |
| Срок окупаемости              | 1 год и 5 месяцев. |
| Рентабельность, %             | 78%                |

Таким образом при проектировании локальной сети на базе технологии Wi – Fi в интернет-кафе “SKY” при капитальных затратах в 908 783 тенге, чистый годовой доход составит 719 563,744тенге. При рентабельности 78% данный проект окупается за 1 год и 5 месяцев. Отсюда можно сделать вывод, что данный проект экономически эффективен.

Также стоит отметить и тот факт, что рассмотренные вопросы представляют большой практический интерес. На сегодняшний день разработка и внедрение локальных вычислительных сетей является одной из самых интересных и важных задач в области информационных технологий. Все больше возрастает стоимость информации и зависимость предприятий от оперативной и достоверной информации. В связи с этим появляется потребность в использовании новейших технологий передачи информации. Сетевые технологии очень быстро развиваются, в связи с чем, они начинают выделяться в отдельную информационную отрасль.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе, основные принципы построения беспроводных телекоммуникационных сетей (в частности, стандартной IEEE 802.11). Просто основных типа модуляции, используемые в беспроводной локальной сети стандарта IEEE 802.11: модуляции фазы и квадратурной. Сравнительный анализ этих модуляций привели к выводу, что реализации квадратурной модуляции технически сложно, однако, для передачи сигнала, это вид в перспективе. Это связано с тем, что QAM имеет большую устойчивость по отношению к QPSK, и в то же иммунитет квадратурной модуляции имеет большую пропускную способность.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Заклер К. Компьютерные сети. / Пер. с англ. – М. Радио и связь, 2005. – 359 с.
2. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Компьютерные сети. / Пер. с англ. – М.: Питер, 2004. – 554 с.
3. Рошан П., Лиэри Дж. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. – М. Бук-Пресс, 2004. – 428 с.
4. Телекоммуникационные системы и сети: Учебное пособие. В 3 томах. Том 2 – Радиосвязь, радиовещание, телевидение / Под ред. В. П. Шувалова. – М. Горячая линия – Телеком, 2004. – 468 с.
5. Щербаков А.К. Wi-Fi :Все, что вы хотели знать, но боялись спросить – М. Бук-Пресс, 2005. – 352 с.
6. Шахнович И. Современные технологии беспроводной связи. – М. Техносфера, 2006 – 288 с.
7. Журнал «Технологии и средства связи» №3, часть 2, 2005 – 25–28 с.
8. Вильямс. Беспроводные линии связи и сети – М. Издательский дом "Вильямс", 2003, – 440 с.
9. Рекомендации МСЭ – Р М. 1457-3.
10. Рекомендации МСЭ – Р М. 1036-2.
11. Безопасность жизнедеятельности: Учебник/Под ред. С.В.Белов. – М: Высшая школа, 1999. –269 с.
12. Охрана труда на предприятиях связи и охрана окружающей среды: Учебник / Под ред. Н.И. Баклашова, Н.Ж. Китаева, Б.Д. Терехов. – М.: Радио и связь, 1999. – 288 с.
13. Пожарная безопасность: Взрывоопасность. Справочник/Под ред. А.Н. Баратова – М.:Химия, 1988-270с.
14. Кошулько Л.П., Суляева Н.П, Генбач А.А. Производственное освещение. Методические указания к выполнению раздела "Охрана труда" в дипломном проекте. - Алма-Ата, 1989.-40с.
15. СНИП РК 2.04-05-2002 “Естественное и искусственное освещение. Общие требования”- Астана, 2002г.
16. Методические указания к выполнению раздела "Охрана труда и окружающей среды в дипломном проекте".-Алма-Ата: АЭИ,2003.-42с.
17. ГОСТ 12.1.030 –81 ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление.
18. СНИП РК 2.02-05-2003 “Пожарная безопасность зданий и сооружений. Общие требования”- Астана, 2003. – 126 с.
19. Дюсебаев М. К. БЖД. Дипломное проектирование. Методические указания (для студентов всех специальностей ФРТС), Алматы, АИЭС, 2003.
20. Экономика связи: Учебник для вузов. - Под ред. О.С. Срапионова. – М.: Радио и связь,1992. – 354 с.

21. Н.П. Резникова Маркетинг в телекоммуникациях. – М.: Эко–Трендз, 1998. – 351 с.
22. Буров В.П., Новиков О.К. Бизнес-план: методика составления. – М.: ЦИПКК, 1995. – 143 с.