

Некоммерческое акционерное общество

«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Кафедра «Телекоммуникационные системы»

Специальность 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ

Зав. кафедрой

к.т.н., Шагиахметов Д.Р.

(ученая степень, звание, ФИО) (подпись)

«_____» _____ 2014 г

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

пояснительная записка

на тему: Анализ применения технологии MIMO на базе оборудования SkyMAN

Магистрант <u>Калыков О.Т.</u>	_____	_____	группа <u>ИТСП-12-1</u>
Руководитель <u>к.х.н., ст преподаватель</u>	_____	_____	<u>Данько Е.Т.</u>
Технический консультант	_____	_____	<u>Шадаев Б.М.</u>
Рецензент	_____	_____	_____
Консультант по ВТ <u>к.х.н., ст.преп.</u>	_____	_____	<u>Данько Е.Т.</u>
Нормоконтроль <u>ст.преп.</u>	_____	_____	<u>Абрамкина О. А.</u>

Алматы, 2014

Некоммерческое акционерное общество
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Факультет «Радиотехники, электроники и связи»

Специальность 6М071900 «Радиотехники, электроники и телекоммуникации»

Кафедра «Телекоммуникационных систем»

ЗАДАНИЕ

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Калыкову О.Т.

(фамилия, имя, отчество)

Тема диссертации «Анализ применения технологии ММО на базе оборудования SkyMAN»

утверждена Ученым советом университета №142 от «31» октября 2013 г.

Срок сдачи законченной диссертации «25» декабря 2013 г.

Цель диссертационной работы является анализ применения технологии ММО 2x2 на базе оборудования Revolution SkyMAN R5000. В работе проведены замеры пропускной способности и задержек радиоканала. Даны рекомендации по применению оборудования базовых и клиентских станции..
Рассчитаны параметры характеризующие качество передаваемого сигнала

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

1. Применение ММО в современных беспроводных сетях

2. Описание оборудования широкополосного доступа Revolution SkyMAN R5000

3. Исследование сети ШПД на базе оборудования SkyMAN R5000 в г. Алматы

4. Расчеты

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей)

Рисунок 1.1 – Схема реализации MIMO

Рисунок 1.3 – Зависимость пропускной способности MIMO систем от SNR

Рисунок 2.6 – диаграммы направленности в E и H плоскости в горизонтальной поляризации

Рисунок 3.1 – Схема расположения базовых станции SkyMAN в г. Алматы

Рисунок 3.4 – График задержек на базе в западном направлении (52 АС)

Рисунок 3.5 – График задержек на базе в восточном направлении

Рисунок 3.6 – График загруженности радиоканала (расстояние АС – БС 5 км)

Рисунок 3.7 – График загруженности канала клиент - база при 20 км

Рисунок 4.1 – Построение продольного профиля пролета между базой и клиентом, расчет оптимальной высот антенн

Рекомендуемая основная литература

1. Лысяков Д.Н “Анализ и синтез адаптивной обработки сигналов в системах радиосвязи с параллельной передачей информации по пространственным подканалам”, 2010 г

2. Клочковская Л.П., Самоделкина С.В “Спутниковые и радиорелейные системы передачи “ сборник задач , 2011 г

Г Р А Ф И К

подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки представления научному руководителю	Примечание
1 Информационный обзор согласно темы диссертации	01.10.2012	
2 Применение MIMO и OFDM в беспроводных сетях	14.01.2013	
3 Исследование сети ШПД на базе оборудования SkyMAN R5000 в г. Алматы	02.02.2013	
4 Замеры загруженности и задержек в радиоканале между БС и АС	20.02.2013	
5 Расчет устойчивости связи и качества обслуживания между БС и АС	12.03.2013	
6 Анализ полученных экспериментальных и расчетных данных	02.11.2013	
7 Оформление диссертационной работы	25.12.2013	

Дата выдачи задания _____

Заведующий кафедрой _____ (Коньшин С.В.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Руководитель диссертации _____ (Данько Е.Т.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению магистрант _____ (Калыков О.Т.)
(подпись) (Ф.И.О.)

Аннотация

В данной магистерской диссертации проведен анализ применения технологии MIMO (2x2) на базе оборудования SkyMAN R5000 российского разработчика компании Infinet – Wireless. Приведено техническое описание базового и клиентского оборудования, описана схема реализации широкополосного доступа на основе оборудования SkyMAN R5000 в сети г. Алматы. В работе проведены замеры пропускной способности и задержек в радиоканале между абонентским и базовым комплектом, с шириной канала 20 МГц при различных расстояниях. Даны рекомендации по настройкам технических параметров оборудования для оптимальной работы радиоканала.

Аңдатпа

Осы жұмыста ресейлік компаниясы құрған Infinet – Wireless SkyMAN R5000 құрылғысы негізінде MIMO (2x2) технологиясын қолдана отырып анализ жүргізілді. Алматы қаласының желісінде SkyMAN R5000 құрылғысы негізінде кең жолақты қатынау іске асыру сұлбасы, базалық және клиенттік құрылғының техникалық сипаттамасы көрсетілген. Берілген жұмыста әр түрлі арақашықтықтағы радио арнада абоненттік және базалық құрылғы арасында арна жолағы 20 МГц болатындай өткізу қабілеті мен кідіріс өлшемдері жүргізілген. Радио арнаның жұмысы тиімді болу мақсатында құрылғының техникалық параметрлеріне дәл келтіретін ұсыныстар берілген.

Содержание

Введение

6	
1	Применение ММО в современных беспроводных сетях
8	
1.1	Общие сведения о системе ММО
8	
1.2	Пропускная способность ММО систем
11	
1.3	Виды модуляции в современных широкополосных системах
15	
1.3.1	Фазовая модуляция BPSK и QPSK
15	
1.3.2	КВАДРАТУРНАЯ АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ QAM
20	
1.3.3	Применение OFDM в беспроводных сетях
23	
1.4	Многоантенные системы с одним пространственным каналом
24	
1.5	Передача сигнала в пределах прямой видимости
28	
2	ОПИСАНИЕ ОБОРУДОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО ДОСТУПА REVOLUTION SKYMAN
37	
2.1	Характеристики оборудования БС и АС SkyMAN R5000
39	
2.2	Система управления и мониторинга сети
43	
3	ИССЛЕДОВАНИЕ СЕТИ ШПД НА БАЗЕ ОБОРУДОВАНИЯ SKYMAN R5000

	В		Г.		АЛМАТЫ
46	3.1	Описание базовых станции	исследуемой	сети	
47	3.2	Исследование задержек в радиоканале	на БС	2	
48	3.3	Исследование пропускной способности между АС и БС		2	
50	4.2	Оценка мешающего воздействия электрического эха			
55					РАСЧЕТ
61	4.1	Построение продольного профиля интервала			
52	4.2	Выбор оптимальных высот подвеса антенн			
53	4.3	Определение мощности входного сигнала			
56	4.4	Расчет запаса на замирание			
57					
	Заключение				
59		Список			литературы.
60					
	Приложение				
61					А

Введение

В современном мире наиболее актуальной проблемой в современных системах связи является необходимость повышения пропускной способности каналов и скорости передачи данных.

Одним из путей повышения скорости передачи данных в беспроводных сетях - это возможность использования большого числа антенных систем в приемнике и передатчике. Это реализуется с помощью технологии MIMO (Multiple Input Multiple Output - Множественный вход, множественный выход), где используется одновременный прием/передача нескольких потоков данных через несколько антенн вместо одной.

Актуальность выбранной темы доказана не только большим объемом публикаций в научно-технических изданиях, посвященных этому вопросу, но также активной работой проводимой в данном направлении в ведущих компаниях производителях коммуникационного оборудования (Alcatel, Siemens, Philips, Ericsson).

Увеличения скорости передачи на физическом уровне возможно путем использования каналов с расширенной полосой частот. Использование расширенной полосы частот совместно с технологией OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) должно обеспечить значительные преимущества благодаря существенному увеличению производительности каналов связи.

Реализуемая одновременно с MIMO, технология OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing) имеет отличные показатели спектрально-энергетической эффективности, беспрецедентной помехозащищенности и гибкости. Структура OFDM представляет собой набор промодулированных поднесущих, расположенных на фиксированном расстоянии друг от друга в частотном спектре 5,0 ГГц. Увеличение скорости передачи в стандарте достигается, во-первых, благодаря удвоению ширины канала с 10 до 20 МГц - опция Double Band, каналы с удвоенной шириной, во-вторых, за счет реализации технологии MIMO.

В качестве экспериментного оборудования в работе выбраны антенны SkyMAN R5000 с поддержкой технологий MIMO 2x2 российского производителя "Infinet-Wireless". Данная компания имеет достаточно богатый опыт в производстве беспроводных оборудования широкополосного доступа в странах СНГ. Компания существует уже на рынке телекоммуникации начиная с 1995 года. Начальные этапы своего развития компания "Infinet - wireless" выпускала в продажу оборудования работающие в диапазоне частот исключительно в 2 ГГц. Позже начиная с 2003 годов компания перешла на реализацию продаж оборудования в диапазоне 5 ГГц. Начиная с 2003 года, компания выпустила на рынок оборудование беспроводного широкополосного доступа под названием Revolution SkyMAN R5000, где число 5000 означает диапазон частот поддерживаемое данным оборудованием. Особенностью данного оборудования было реализация

беспроводных схем по топологии точка-многоточка, точка- точка и сети MESH. Данные оборудования могли выдать реальную скорость на передачу до 68 Мбит/с и 56 Мбит/с на приём.

Позже начиная с 2008 г. данный вид оборудования был модернизирован российским разработчиком. В основу легло применение OFDM, что сказалось в положительную сторону на беспроводной передаче сигнала. Также оборудование по физическим параметрам стала меньше и легче в 2 раза. Самым главным отличием от предыдущих версии оборудования SkyMAN было применение двух поляризационной передачи данных.

Revolution SkyMAN R5000, с поддержкой MIMO был введен в эксплуатацию сети г.Алматы начиная с октября 2011 года. С этого момента на базе SkyMAN R5000 в г.Алматы организовываются беспроводные VPN каналы, доступ в интернет и передача данных.

Проектирование беспроводной сети на базе SkyMAN предполагает использование двух типов оборудования – базовые станции (БС), абонентский комплект (абонентская станция – АС).

В диссертационной работе проведен анализ работы базовых и абонентских станции Revolution SkyMAN R5000 с применением технологии MIMO 2x2.

1 Применение MIMO в современных беспроводных сетях

1.1 Общие сведения о системе MIMO

В современном мире рост новейших технологий не имеет границ, и сфера телекоммуникации в этом утверждении не исключение. С каждым годом потребители используют новое оборудование и технику в сфере беспроводных систем цифровой связи, что требует поддержки высоких скоростей с сохранением высокого качества обслуживания клиентов.

Основными препятствиями для достижения этой цели являются сложные условия многолучевого распространения сигналов в случайной рассеивающей среде, вызывающие глубокие замирания (фединги) сигналов. Одним из путей повышения скорости передачи данных и увеличения количества обслуживаемых пользователей может являться расширение используемой полосы частот. Скорость передачи информации возрастает также при увеличении излучаемой мощности. Однако, указанные ресурсы имеют свои лимиты, обусловленные ограниченностью, выделяемых стандартами полос частотного диапазона, требованиями биологической защиты, а также возрастающими требованиями на продолжительность автономной работы портативных радиоустройств. Таким образом, задачи повышения эффективности беспроводных систем связи необходимо решать при жестких ограничениях на выделенные ресурсы, что особенно актуально при современном быстро развивающемся рынке мобильной доступа и беспроводного Интернета.

Скорость передачи данных можно увеличить за счет использования разнесенного в пространстве приема (или передачи) сигналов с помощью использования нескольких антенн и применения специальной адаптивной обработки. Расстояние между антеннами выбирается таким, чтобы замирания сигналов в разных антеннах были незначительно коррелированы друг с другом. Это позволяет увеличить эффективность системы за счет когерентного суммирования принимающих сигналов на приемном конце линии связи или за счет использования методов пространственного отработки (кодирования) на передающей стороне. Тем не менее, только разнесенный прием (или передача) не позволяет формировать параллельные потоки информации, что существенно ограничивает их возможности в повышении скорости передачи данных. Наиболее перспективным решением задачи повышения эффективности современных систем радиосвязи при жестких ограничениях на частотные, мощные временные ресурсы, это использование антенных решеток на обоих концах линии связи, то есть применение так называемых MIMO (multiple-input multiple-output) систем, а также методов адаптивной пространственно-временной обработки сигналов.[1]

Антенные конфигурации технологии MIMO могут принимать симметричные (2×2 , 4×4) и несимметричные (1×2 , 2×4) значения, где первое

число обозначает количество передающих а второе число количество принимаемых антенн. На рисунке 1.1 показана структурная схема ММО-системы с двумя передающими и двумя принимающими антеннами, реализованная по принципу пространственно-временного кодирования.

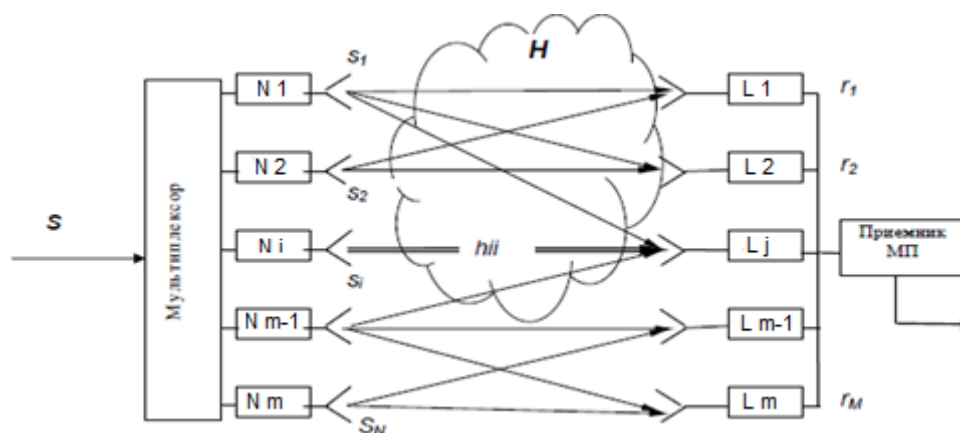


Рисунок 1.1 Схема реализации ММО

Основная идея технологии ММО показана на рисунке 1.1. Передаваемая часть системы ММО состоит из M передатчиков ($N_1...N_m$) с передающими антеннами, приемная часть содержит N приёмных антенн ($L_1...L_m$). Замирания в системе порождаются рассеивающей средой H распространения радиосигнала. На рисунке 1.1 стрелками иллюстрируется, что сигнал из передатчиков N_i может достигнуть к любому входу из приемников ($L_1..L_m$) претерпевая замирания в канале. Функция системы реализуется мультиплексором на приеме и приемником максимального правдоподобия на приемной стороне [2].

На рисунке 1.2 схематично показана двухлучевая диаграмма направленности с темным и светлым лучами.

Темный луч принимает сигнал от первой передающей антенны и не принимает сигналы от второй. Светлый луч, наоборот, принимает сигналы только от второй передающей антенны. Пространственное разделение источников в этой трактовке объясняется сложным функциональным характером диаграммы направленности антенной системы приемной стороны.

К тому же следует учитывать, что в формировании диаграммы участвуют не только L_j приемных антенн, но и многолучевая среда распространения волн. Приемник должен следить за изменением среды и постоянно давать новое расположение лучей в пространстве.[3]

Возможность одновременной передачи информации по нескольким пространственным каналам объясняет высокую спектральную эффективность много антенных систем и пристальное внимание к ним со стороны разработчиков высокоскоростных систем радиосвязи. [4]

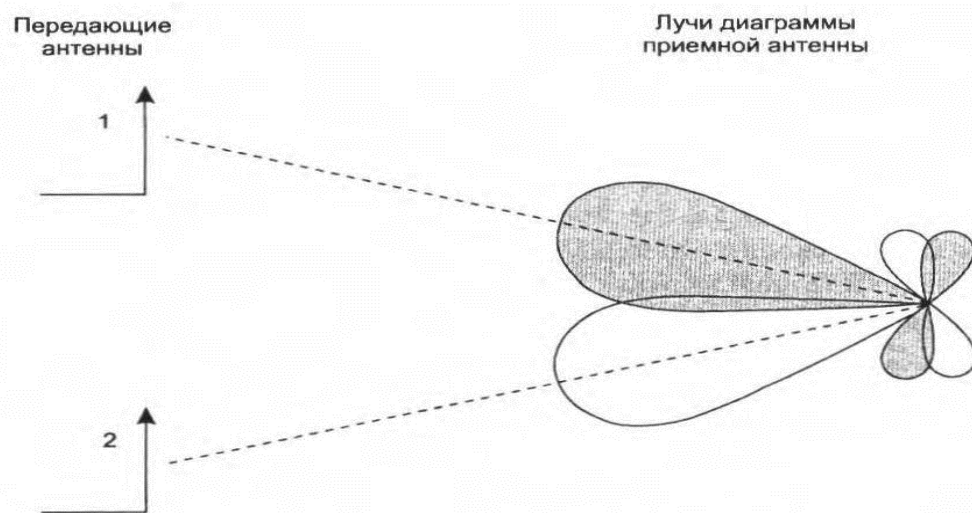


Рисунок 1.2 - Физическая иллюстрация разделения пространственно разнесенных источников

Системы ММО принято классифицировать по наличию обратной связи или же по её отсутствию. Системы без обратной связи принято относить к первому классу, в котором адаптация к изменяющимся условиям распространения сигналов возможна только на приемнике. Ко второму классу относятся ММО-системы с линией обратной связи, по которой приемник сообщает передатчику информацию о пространственном канале, что делает возможным реализацию также и адаптивной передачи. Оценивание характеристик канала делается, например, с помощью обучающих последовательностей, состоящих из пилотных сигналов. Для описания свойств многолучевого пространственного канала используется понятие импульсной характеристики. Поскольку существует несколько путей распространения радиоволн от передатчика к приемнику, то результирующий сигнал представляет собой сумму случайного числа сигналов, ослабление и временная задержка каждого из которых изменяются во времени случайным образом. В результате интерференции некоторые частотные компоненты результирующего сигнала усиливаются, а некоторые ослабляются, что в результате приводит к неравномерности частотной характеристики.

Современные широкополосные системы беспроводной связи, например OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) системы, функционируют в условиях частотно-селективного канала. Свойства такого канала принято описывать канальной матрицей, состоящей из парциальных (из каждой передающей в каждую приемную антенну) коэффициентов передачи, которые являются случайными комплексными величинами, зависящими от частоты. Следовательно, преобразования сигналов при их передаче и приеме также оказываются различными для разных частот. Однако, если полный диапазон частот разделить на поддиапазоны с шириной меньшей интервала частотной когерентности канала, то внутри каждого из них пространственный канал можно считать частотно-неселективным и реализовать единую адаптивную обработку сигналов. Поэтому достаточно рассмотреть частотно-

неселективный канал связи. Наибольший интерес представляет релейский многолучевой канал, когда прямой луч между передатчиком и приемником практически отсутствует. В этом случае возникают глубокие замирания (фединги) сигнала, которые являются характерными для систем сотовой (мобильной) связи, работающих в городских условиях. Адаптивная пространственная обработка сигналов при передаче и приеме в ММО-системе может быть реализована с использованием сингулярного разложения канальной матрицы. Сформированные таким образом параллельные подканалы для передачи данных называются собственными, так как используют в качестве весовых векторов пространственной обработки собственные векторы канальной матрицы. Каждый собственный подканал соответствует одному из собственных векторов и собственных чисел. Максимальное количество подканалов, которое можно сформировать, определяется статистическими свойствами среды распространения радиоволн и равно рангу канальной матрицы. В случае некоррелированного релейского канала вероятность вырождения канальной матрицы является ничтожно малой и ее ранг определяется минимальным числом передающих или приемных антенн.[1]

1.2 Пропускная способность ММО – систем

Далее приведены известные из литературы формулы для расчета пропускной способности и спектральной эффективности ММО – систем. Результаты расчетов и моделирования для различных ММО – архитектур сравниваются между собой.

Вначале приведем формулу Шеннона (формула 1.1) для расчета удельной пропускной способности SISO - системы с одним пространственным каналом.

$$C = \log_2(1 + SNR) \quad (1.1)$$

В формуле (1.1) C - удельная пропускная способность, измеряемая в бит/с·Гц. Это максимальное количество бит, которые можно передать за одну секунду со сколь угодно малой вероятностью ошибки в полосе частот 1 Гц. Через SNR (Single to Noise Ratio) обозначено отношение мощности сигнала на входе приемника к мощности шума.

Для удельной пропускной способности ММО - системы с N_t передающими и N_r приемными антеннами справедлива следующая формула [2]:

$$C = \sum_{n=1}^{N_t} \log_2(1 + SNR_n \lambda_n). \quad (1.2)$$

Входящие в формулу (1.2) величины λ_n - это собственные значения матрицы $H^H H$, т. е. величины, которые удовлетворяют уравнению

$$H^H H U = \lambda U. \quad (1.3)$$

Где: U - это собственный вектор матрицы $H^H H$.

Через H^H обозначена эрмитово сопряженная матрица, т. е. комплексно сопряженная и транспонированная. Известно, что все собственные значения матрицы $H^H H$ неотрицательны.

Отношение мощности сигнала к мощности шума в канале с номером nt зависит от доли мощности, направляемой в этот канал при передаче (от SNR_{nt}) и от значения λ_{nt} .

Из (1.2) виден физический смысл λ_{nt} . Величина λ_{nt} равна коэффициенту передачи по мощности соответствующего пространственного канала.

При равномерном распределении мощности между всеми пространственными каналами формула (1.2) принимает вид:

$$C = \sum_{nt=1}^{N_t} \log_2 \left(1 + \frac{SNR}{N_t} \lambda_{nt} \right). \quad (1.4)$$

Вместо формулы (1.4) можно пользоваться эквивалентной ей формулой:

$$C = \log_2 \det \left(I_{N_r \times N_t} + \frac{SNR}{N_t} H^H H \right). \quad (1.4 \text{ a})$$

Где: I — единичная $N_r \times N_t$ матрица и через \det обозначен определитель записанной в скобках матрицы. Последняя формула позволяет вычислять удельную пропускную способность без вычисления собственных значений.

Для получения численных значений удельных пропускных способностей различных MIMO систем выполнялось моделирование. При моделировании все фединги матрицы канала H полагались независимыми гауссовыми случайными комплексными величинами с нулевыми средними значениями. Дисперсия их полагалась равной 1 (дисперсии мнимой и действительной частей по 1/2). То есть при моделировании генерировались $N_r \times N_t$ случайных чисел, затем по формуле (1.4) или (1.4 а) вычислялось значение C . Эта процедура многократно повторялась для различных случайных матриц H и вычислялось среднее значение удельной пропускной способности, которое наносилось на график зависимости c (SNR).

Некоторые результаты моделирования приведены на рис. 1.3—1.4 [5].

На рисунке 1.3 приведены графики зависимости пропускной способности от SNR для MIMO - систем с двумя передающими ($N_t = 2$) и с различным числом приемных антенн ($N_r = 2, 4, 8$). Для сравнения на графике приведена кривая $C(2, 2, SNR)_1$ для SISO системы ($N_t = N_r = 1$). Сравнение приведенных кривых показывает, что переход от SISO системы к MIMO дает

значительное увеличение скорости передачи информации и это увеличение тем больше, чем больше число приемных антенн.

Выигрыш, получаемый при увеличении числа приемных антенн, можно характеризовать величиной уменьшения SNR в децибелах, при котором получается прежняя пропускная способность. Результат графического сравнения систем 2x2, 2x4 и 2x8 показан на рисунке 1.5. Из рисунка видно, что три приведенные кривые приблизительно совмещаются при смещении второй влево на -4,5 дБ и при смещении третьей на -8,5 дБ. То есть в MIMO - системе с двумя передающими антеннами переход от двух приемных антенн к четырем дает выигрыш примерно 4,5 дБ, а переход к восьми приемным антеннам примерно 8,5 дБ.

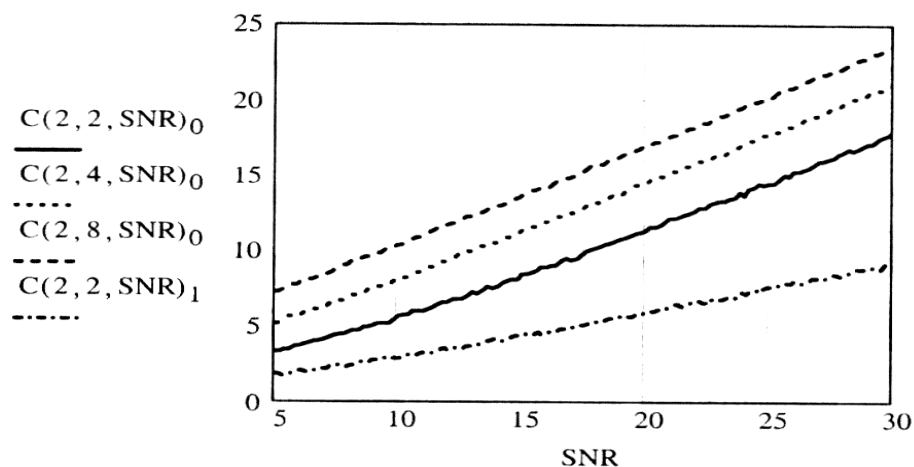


Рисунок. 1.3 - Зависимость пропускной способности MIMO-систем от SNR

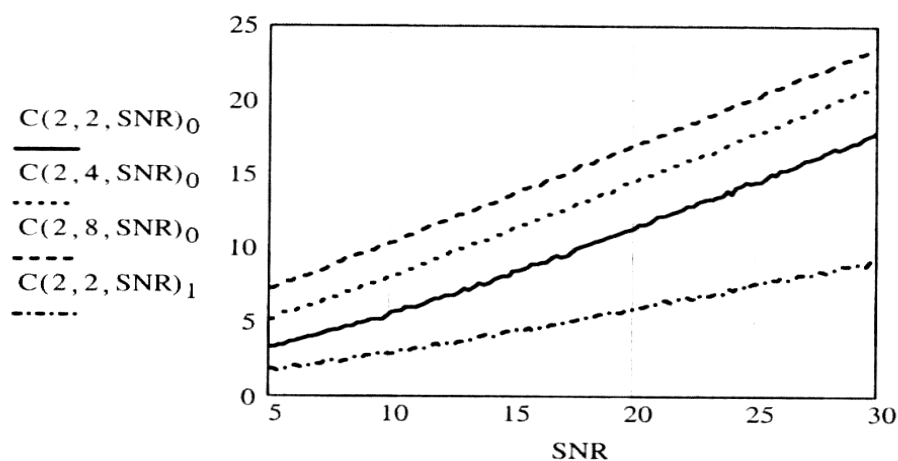


Рисунок. 1.4 - Зависимость пропускной способности MIMO-систем от SNR

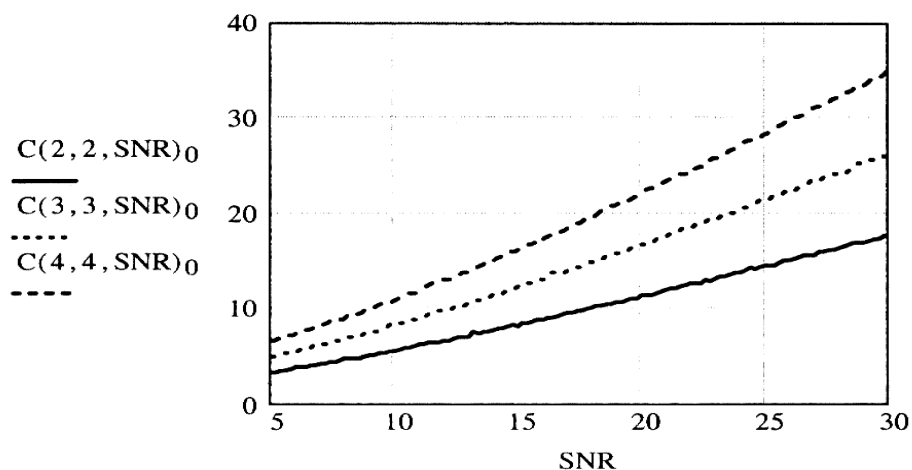


Рисунок. 1.5 - Зависимость пропускной способности MIMO-систем от SNR при равном числе передающих и приемных антенн

На рисунке 1.5 рассмотрены MIMO - системы, когда число приемных антенн равно числу передающих ($N_t=N_r=N$). Приведенные графики показывают, что пропускная способность растет с ростом числа антенн. Можно заметить, что пропускная способность $N \times N$ MIMO - системы приблизительно в N раз больше пропускной способности 1×1 SISO - системы (по крайней мере, для больших SNR). Графическое подтверждение этого факта приведено на рис. 1.5. На этом рисунке приведены те же самые кривые, что и на рис. 1.4, но в отличие от них они поделены на число антенн N . Также приведен график для 1×1 системы. Близость всех четырех кривых на рис. 1.5 подтверждает N - кратное увеличение пропускной способности.

Численные результаты рисунка 1.5 обосновывают справедливость аналогий, MIMO - система связи аналогична многоканальной линии связи, а SISO – одноканальной .[5]

Увеличение скорости передачи в данной системе во первых достигается благодаря удвоению ширины канала с 20 до 40, во-вторых, за счет реализации технологии MIMO.

В технологии MIMO применяются несколько антенн различного рода, настроенных на одном и том же канале. Каждая антенна передает сигнал с различными пространственными характеристиками. Технология MIMO использует спектр радиоволн более эффективно и без ущерба для надежности работы.

В режимах с повышенной пропускной способностью при ширине канала в 20 МГц применяются 56 частотных подканалов, из которых 52 задействуются для передачи данных, а четыре канала являются пилотными.

Таким образом, даже при использовании канала шириной 20 МГц увеличение частотных подканалов с 48 до 52 позволяет повысить скорость передачи на 8%.

При использовании 40-мегагерцевого канала и режима с высокой пропускной способностью применяются 114 частотных подканалов, из

которых 108 подканалов - информационные, а шесть - пилотные. Соответственно это позволяет увеличить скорость передачи уже на 125%. [6]

1.3 Виды модуляции в современных широкополосных системах

1.3.1 Фазовая модуляция BPSK и QPSK

Радиосигнал при бинарной фазовой манипуляции (называемой также двоичной ФМ или ФМ-2) BPSK (Binary Phase Shift Keying) можно представить в виде:

$$s[t; U(t)] = \pm U(t) \cos(\omega_0 t) = U(t) \cos(\omega_0 t \pm \pi) \quad (1.5)$$

то есть модулированный сигнал имеет вид гармонических колебаний, фаза которых в зависимости от передаваемого символа +1 или -1 может меняться скачком на $\pm \pi$.

Рассмотрим частный случай, как правило, используемый в цифровых системах передачи, когда форма символа $v(t)$ является прямоугольной:

$$v(t) \begin{cases} 1 & \text{для } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{вне этого интервала} \end{cases} \quad (1.6)$$

тогда:

$$K(\tau) = b^2 \frac{1}{T_c} \begin{cases} \int_0^{T_c - \tau} v(t)v(t + \tau) dt = T_c - \tau & \text{для } 0 \leq \tau \leq T_c \\ \int_{|\tau|}^{T_c} v(t)v(t + \tau) dt & \text{для } -T_c \leq \tau \leq 0 \end{cases}$$

$$K(\tau) = \begin{cases} b^2 \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) & \text{для } |\tau| \leq T_c \\ 0 & \text{для } |\tau| > T_c \end{cases} \quad (1.6 \text{ а})$$

Спектральную плотность мощности модулирующего процесса при форме символа (2.18) вычисляем как преобразование Фурье

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} K(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = b^2 \int_{-T_c}^{+T_c} \left(1 - \frac{|\tau|}{T_c}\right) e^{-j\omega\tau} d\tau = b^2 T_c \frac{\sin^2(\omega T_c / 2)}{(\omega T_c / 2)^2} \quad (1.7)$$

Поэтому спектральная плотность мощности радиосигнала может быть получена непосредственно из спектра модулирующего сигнала:

$$\begin{aligned}
 S_s(\omega) &= \frac{1}{2} \{ S(\omega - \omega_0) + S[-(\omega - \omega_0)] \} = \\
 &= \frac{b^2 T_c}{2} \left\{ \frac{\sin^2 [(\omega - \omega_0) T_c / 2]}{[(\omega - \omega_0) T_c / 2]^2} + \frac{\sin^2 [-(\omega - \omega_0) T_c / 2]}{[-(\omega - \omega_0) T_c / 2]^2} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{1.8}$$

а физический спектр (т. е. только для положительных частот) ФМ-2 радиосигнала в рассматриваемом случае имеет вид:

$$G_s(\omega) = b^2 T_c \left\{ \frac{\sin^2 [(\omega - \omega_0) T_c / 2]}{[(\omega - \omega_0) T_c / 2]^2} \right\}, \quad \omega \geq \omega_0 \leq \omega < +\infty
 \tag{1.9}$$

С целью последующего сравнения спектров для различных способов модуляции и увеличения диапазона возможных значений при построении соответствующих графиков введем нормировку спектра на его максимальное значение и используем логарифмический масштаб по оси ординат:

$$\begin{aligned}
 G_s(f) &= 10 \lg \left\{ \frac{\sin^2 [2\pi(f - f_0) T_c / 2]}{[2\pi(f - f_0) T_c / 2]^2} \right\} = 10 \lg \left\{ \frac{\sin^2 [\pi(f - f_0) T_c]}{[\pi(f - f_0) T_c]^2} \right\} = \\
 &= 10 \lg \left\{ \frac{\sin^2 [\pi(f - f_0) / R_b]}{[\pi(f - f_0) / R_b]^2} \right\}
 \end{aligned}
 \tag{1.10}$$

Здесь введено обозначение скорости передачи информации $R_b = 1/T_c$, так как при ФМ-2 за время длительности символа (в секундах) T_c передается 1 бит. Произведение $(f - f_0) T_c = (f - f_0) / R_b$ является безразмерным и часто используется при построении графиков спектров для различных способов модуляции.

На рис. 2.16 представлен график функции физической спектральной плотности $G_s(f)$ из (1.6) от нормированного значения $(f - f_0) R_b$ (на графике для краткости обозначено буквой f). Для рассматриваемого примера график обозначен как $G_{sl}(f)$ и показан пунктиром.

Спектральная плотность мощности для сигнала с квадратурной фазовой модуляцией QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) может быть получена аналогично спектральной плотности BPSK-сигнала. Запишем для общности сигнал QPSK в виде:

$$s[t; U(t)] = I(t) \cos(\omega_0 t) + Q(t) \sin(\omega_0 t) \quad (1.11)$$

где функции

$$I(t) = \sum_i B_{2i-1} g(t - 2iT_c), Q(t) = \sum_i B_{2i} g(t - 2iT_c) \quad (1.12)$$

синфазная и квадратурная компоненты модулирующего сигнала; импульс $g(t)$ теперь имеет длительность в два раза большую длительности импульса $v(t)$. Последовательность $\{B_{2i-1}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ содержит нечетные, а последовательность $\{B_{2i}, i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ — четные символы исходной последовательности. Здесь, как и в предыдущем случае, будем полагать, что элементы исходной последовательности являются дискретными случайными величинами, принимающими с равной вероятностью значения b или $-b$; элементы с разными значениями индексов независимы.

Каждое слагаемое в (1.11) имеет вид, аналогичный виду ФМ-2 сигнала, и отличается только тем, что теперь длительность одного символа равна $2T_c$. Если заменить в формуле спектральной плотности ФМ-2 сигнала $v(t)$ на $g(t)$ и T_c на $2T_c$ то получим выражение для спектральной плотности QPSK-сигнала:

$$G_s(f) = 10 \lg \left\{ \frac{\sin^2[2\pi(f - f_0)T_c]}{[2\pi(f - f_0)T_c]^2} \right\} = 10 \lg \left\{ \frac{\sin^2[2\pi(f - f_0)2/R_\sigma]}{[2\pi(f - f_0)2/R_\sigma]^2} \right\} \quad (1.13)$$

График этой функции представлен на рис. 1.6 сплошной линией и обозначен $G_{s2}(f)$. Ширина лепестков спектра QPSK-сигнала в два раза меньше ширины спектра ФМ-2-сигнала при той же скорости передачи информации (поскольку аргумент синуса стал в два раза больше). Однако скорость убывания боковых лепестков остается такой же. Впрочем, важнее то, что ширина основного лепестка многопозиционного сигнала становится меньше.

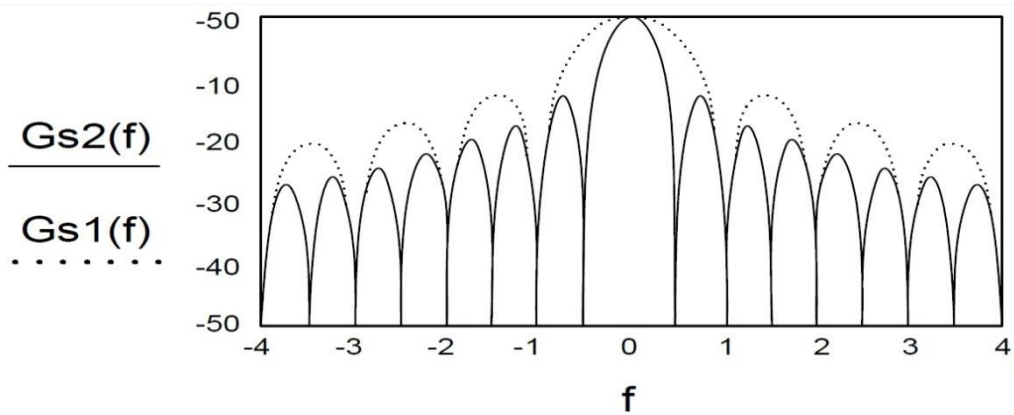


Рисунок. 1.6 - Зависимость спектральной плотности от нормированного значения $(f-f_0)/R_b$

Подчеркнем, что в соответствии с последней формулой для определения $G_s(f)$ максимальные значения боковых лепестков спектра убывают как $1/(f-f_0)^2$. Первый боковой лепесток на 13 дБ ниже основного лепестка на частоте несущего колебания, второй — на 18 дБ и т. д. То есть спектральная плотность мощности убывает сравнительно медленно при отклонении от частоты несущего колебания. Поэтому мощность внеполосных излучений для этого способа модуляции при прямоугольной форме элементарного символа достаточно велика, что является недостатком данного типа радиосигнала.

В качестве ширины физического спектра ФМ-2 радиосигнала часто принимают ширину основного лепестка между ближайшими нулями, которая равна $\Delta f = 2/T_c$, т. е. где $(f-f_0) T_c = \pm 1$. В этой полосе содержится примерно 95% мощности этого сигнала.

Схема модулятора получается наиболее простой (рис. 1.10, а). Модулирующие импульсы могут иметь значение +1 для передачи логической 1 и -1 — для передачи логического 0. Одному биту передаваемого сообщения соответствует один символ модулированного колебания в виде гармонического колебания с начальной фазой 0 или π . Такое состояние символа удобно изобразить в виде созвездия состояний, как это показано на рис. 1.10, б.

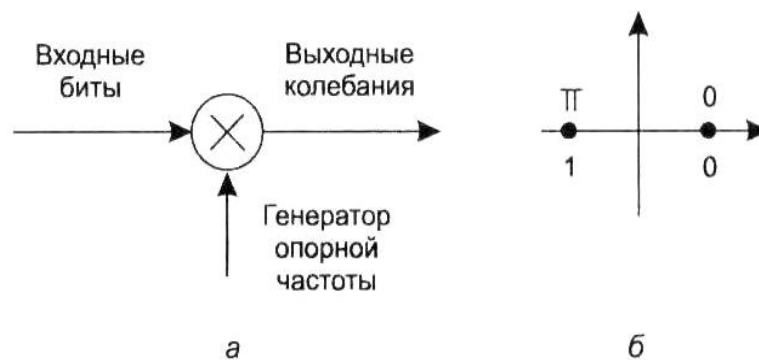


Рис. 1.7 Схема модуляции BPSK (а) и сигнальное созвездие (б)

Модуляцию QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) можно представить как сдвоенный метод BPSK, в котором одно BPSK имеет сдвиг фазы на $+\pi/4$ и на $-\pi/4$, а другое на $+3\pi/4$ и $-3\pi/4$ (или $+\pi/4$, $+7\pi/4$, $+3\pi/4$ и $+5\pi/4$ соответственно). Поэтому такой вид модуляции еще называют четырехуровневой PSK (ФМ-4). При таком способе модуляции каждой сигнальной посылке модулированного сигнала соответствуют два бита. Например, пусть:

$$00 \rightarrow U \cos(\omega_0 t + 5\pi/4)$$

$$01 \rightarrow U \cos(\omega_0 t + 7\pi/4)$$

$$11 \rightarrow U \cos(\omega_0 t + \pi/4)$$

$$10 \rightarrow U \cos(\omega_0 t + 3\pi/4)$$

Такой способ удобно реализовать с помощью квадратурной схемы модуляции. Передаваемый последовательный поток битов преобразуют в параллельный (например, разделяя на нечетные и четные биты). Поток с нечетными битами подают на модулятор, куда также подаются с генератора (синтезатора) опорной **частоты** колебания несущей частоты $\cos(\omega_0 t)$. Этот канал модуляции называют *синфазным* и обозначают буквой *I*. Поток с четными битами подают на другой модулятор. На второй модулятор подают такую же опорную частоту, что и на первый модулятор, но сдвинутую по начальной фазе на $-\pi/2$, т. е. колебания $\sin(\omega_0 t) = \cos(\omega_0 t - \pi/2)$. Поскольку косинус и синус являются ортогональными функциями, то о них говорят, что они находятся в квадратуре. Поэтому второй канал модуляции *называют квадратурным* и обозначают буквой *Q*. На практике колебания опорной частоты для обоих каналов модуляции получают от одного и того же синтезатора. Это гарантирует совместную стабильность **опорной** частоты в обоих каналах. На синфазный канал подаются косинусоидальные колебания, а на квадратурный канал подаются колебания с предварительной задержкой на четверть периода. При расчетах удобно считать амплитуды колебаний опорной частоты в обоих каналах равными $1/\sqrt{2}$ с тем, чтобы амплитуда суммарных колебаний получилась равной 1. С выхода модуляторов обоих каналов сигналы суммируются, и получается выходной сигнал квадратурного модулятора [6].

Поскольку входной поток разбит на два параллельных, то для сохранения прежней скорости потока длительности битовых импульсов в параллельных потоках растягиваются по времени вдвое, соответственно вдвое уменьшается скорость в параллельных каналах. Вдобавок для обеспечения скачков фазы на битовые импульсы в параллельных потоках делают двуполярными так, что, например, модулирующие импульсы будут иметь значение $+1$ для передачи логической 1 и -1 — для передачи логического 0. Обозначая амплитуды модулирующих импульсов в квадратурных каналах как $1/2 I(t)$ и $1/2 Q(t)$ колебания на выходе QPSK модулятора можно записать:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} I(t) \cdot \cos(\omega_0 t) + \frac{1}{\sqrt{2}} Q(t) \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (1.14)$$

Следует отметить, что на сигнальном созвездии положения всех значений символов равноудалены от начала координат. Это означает равенство амплитуд всех символьных колебаний. В принципе, необязательно, чтобы значения символов располагались по углам квадрата. Они могут располагаться и по окружности. Можно также отметить, что можно еще больше усложнить способность модуляции, делая сдвиги фаз на меньший угол. Тогда в каждом символе будет передаваться большее количество бит и на сигнальном созвездии будет больше точек. Но тогда труднее будет в условиях воздействия шумов различать фазовые углы на приеме, поэтому возрастает вероятность ошибочного восстановления при приеме символов.

1.3.2 Квадратурная амплитудная модуляция QAM

Квадратурная амплитудная модуляция КАМ — QAM (Quadrature Amplitude Modulation) служит примером модуляции с большим числом бит в символах. Следовательно, можно получить и большее число состояний. Название 16-QAM означает 16 состояний на сигнальном созвездии, а 64-QAM означает 64 состояния. КАМ совмещает в себе амплитудную и фазовую модуляции. Выходные колебания образуются сложением модулированных сигналов квадратурных каналов, как и при фазовой манипуляции, однако обе **несущие** теперь модулированы и по амплитуде. Импульсные сигналы в параллельном потоке однополярные. Логической 1 соответствует сигнал $\pm A_m$ (знак минус соответствует смене фазы модулированных колебаний на π), а логическому 0 соответствует нулевой уровень. Причем логическая 1 создает на выходе модулятора колебания с амплитудой A_m , а логический 0 не создает колебаний. Выходной сигнал, таким образом, будет модулирован (точнее, манипулирован) и по фазе, и по амплитуде. Если входной поток битов после преобразования из последовательного в параллельный преобразовать в многоуровневый импульсный сигнал, то на выходе модулятора будут получаться фазоманипулированные многоуровневые по амплитуде колебания. Схема КАМ модулятора по принципу действия совпадает со схемой QPSK. Разница лишь в том, что в преобразователе потока из последовательного в параллельный производится многоуровневое преобразование битовых символов к настоящему времени освоена техника создания QPSK-модуляторов, имеющих 256 и более состояний.

Один канальный символ сигнала при таком способе модуляции можно представить следующим равенством:

$$s_m(t) = A_m \cos(2\pi f_0 t + \Phi_m) = \operatorname{Re}[A_m \exp\{j\Phi_m\} \exp\{2\pi f_0 t\}], (i-1) T_c < t \leq iT_c \quad (1.15)$$

в котором $A_m = A_m \exp\{j\Phi_m\}$ является комплексной амплитудой этого канального символа, $m = 1, 2, \dots, M$. При построении сигнального созвездия этого сигнала удобнее использовать вещественную и мнимую части комплексной амплитуды:

$$\begin{aligned} S_m(t) &= A_m \cos(2\pi f_0 t + \Phi_m) = A_m \cos(2\pi f_0 t) \cos(\Phi_m) + A_m \sin(2\pi f_0 t) \sin(\Phi_m) \\ &= a_m \cos(2\pi f_0 t) + b_m \sin(2\pi f_0 t), \quad (i-1) T_c < t \leq iT_c \end{aligned} \quad (1.16)$$

где a_m и b_m — координаты m -й точки сигнального созвездия КАМ-сигнала.

Необходимо отметить, что разные канальные символы этого сигнала имеют разную энергию; расстояние между разными сигнальными точками также оказывается различным. В результате вероятность перепутывания символов в приемнике для разных символов оказывается разной.

Один канальный символ такого сигнала может переносить $n = \log_2 m$ информационных битов. В частности, при $m = 16$ имеем $n = 4$. Поэтому если по-прежнему считать, что длительность одного бита равна то длительность одного канального символа КАМ-сигнала равна $T_{КС} = nT_c$. Следовательно, при формировании этого сигнала поток информационных битов должен группироваться в блоки по n битов. Каждому блоку должен быть поставлен в соответствие один канальный символ. Установление такого соответствия называется *сигнальным кодированием* [6].

Сигнальное созвездие имеет форму квадрата или квадратной решетки, в узлах которой располагаются сигнальные точки. Это не единственно возможная форма сигнального созвездия, и не всегда лучшая. Сигнальные созвездия могут иметь форму, например, креста, круга, что часто оказывается необходимым при больших значениях m . Удаление от центра координат соответствует уровню амплитуды колебаний. В современных системах связи значения этого параметра могут превышать 1024.

При больших значениях m задавать множества возможных координат сигнальных точек проще с помощью целых чисел, нумеруя сигнальные точки от начала координат. Например, для квадратной сигнальной решетки, изображенной на рисунке 1.13, можно ввести обозначения a_{min} и b_{min} для координат точек **ближайших** к началу координат. Тогда, если все соседние точки имеют одинаковые расстояния между собой вдоль каждой оси, то координаты остальных точек можно выразить через значения координат ближайших точек с помощью соотношений:

$$\begin{aligned} a_k &= \pm k a_{min} \\ b_l &= \pm l b_{min} \end{aligned} ,$$

где индексы k и l принимают целочисленные значения. Например, для созвездия на рис. 1.13 значения индексов принадлежат множеству $\{-3, -1, +1, +3\}$. Совокупность всех точек этого сигнального созвездия может быть задана с помощью матрицы:

$$\{k, I\} = \begin{bmatrix} (-3, +3) & (-1, +3) & (+1, +3) & (3, +3) \\ (-3, +1) & (-1, +1) & (+1, +1) & (3, +1) \\ (-3, -1) & (-1, -1) & (+1, -1) & (3, -1) \\ (-3, -3) & (-1, -3) & (+1, -3) & (3, -3) \end{bmatrix}$$

Ширина спектра КАМ-сигнала примерно такая же, как и m -го ФМ-сигнала. Однако данный способ модуляции может обеспечить меньшую вероятность ошибки на бит передаваемой информации и поэтому иногда оказывается более предпочтительным. Следует, однако, отметить, что, так как амплитуда КАМ-сигнала принимает различные значения, то применение этого способа модуляции сопровождается повышением требований к линейности канала передачи.

В силу ортогональности спектров наличие небольшого остатка боковых лепестков спектров поднесущих мало влияет на качество различимости, поэтому требования к фильтрам в каналах поднесущих, ограничивающим боковые лепестки, могут быть не столь жесткими, что упрощает их схемотехнику и уменьшает стоимость. Выделение поднесущих в приемнике из суммарного сигнала производится с помощью быстрого преобразования Фурье. Трафик пользователя, получившего малое число поднесущих, требует меньше вычислительных ресурсов на преобразование Фурье, что экономит время и стоимость передачи.

Разные способы модуляции позволяют получить разные скорости передачи при разных отношениях сигнал/шум. Использование обеспечивает более высокую скорость передачи, но требует обеспечения большей величины отношения сигнал/шум. Поэтому такой способ целесообразно применять для пользователей, находящихся вблизи базовой станции. На удалении применяют QPSK и BPSK, позволяющие работать при меньших значениях сигнал/шум. Система автоматически переходит с одного вида модуляции на другой при смене условий передачи (отношения сигнал/шум — S/N). Схематично области применения разных способов модуляции в зависимости от расстояния показаны на рис. 1.14.

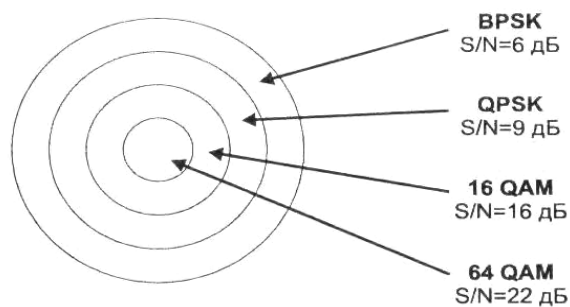


Рисунок 1.8 - Условные зоны применения способов модуляции

Скорости кодирования при различных видах модуляции: BPSK — 1/2, QPSK — 1/2, 3/4, 16 QAM — 1/2, 2/3, 3/4, 64 QAM — 2/3, 3/4.[8]

Пользователю могут быть предоставлены (теоретически) все поднесущие, что обеспечит максимально возможную в системе скорость (например, 75 или 134 Мбит/с). Следует понимать, что это максимальная скорость, которую может обеспечить система на передачу. Сюда входит и информационный трафик, и каналы управления и сигнализации, и т. п. Реальная скорость передачи трафика пользователя, конечно же, будет ниже. Например, при обеспечении 256 частотных поднесущих под трафик пользователей могут быть отданы лишь 192 поднесущих, 8 отводится под пилот-сигналы и 56 остаются пустыми в качестве защитного интервала. Уровень пилот-сигналов на 2.5 дБ выше, чем у остальных поднесущих. Распределение поднесущих в кадре из 256 поднесущих видно из рисунка. 1.9

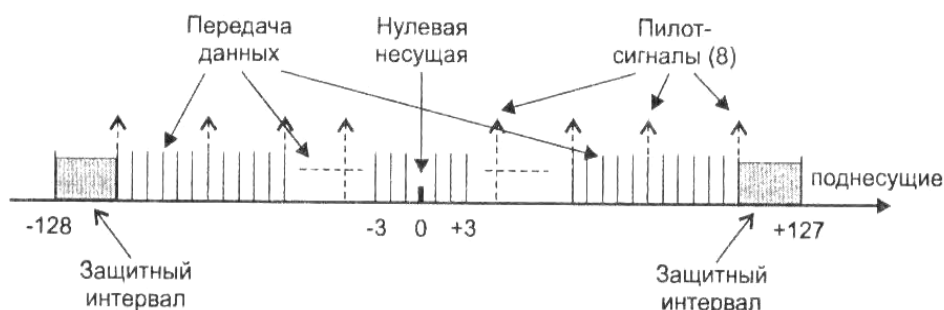


Рисунок 1.9. Распределение поднесущих

На защитных интервалах несущие не излучаются и передача не ведется. В середине интервала частот поднесущих находится нулевая несущая DC (центральная несущая), означающая середину полосы частот. Излучения на ней нет.

1.3.3 Применение OFDM в беспроводных сетях

Применение OFDM — весьма эффективный способ борьбы с межсимвольной интерференцией, вызванной наложением отраженных и задержанных во времени копий сигнала. Поскольку длительность битовой посылки стала NT_b , то доля времени посылки, пораженной интерференцией, по сравнению с длительностью посылки стала намного меньше, чем в случае, когда при других способах модуляции длительность посылки была равна T_b . Энергия непораженной части посылки становится достаточной для ее правильного восстановления. Растяжение битовой посылки во времени выбирается значительно больше среднестатистического времени действия помехи.

OFDM-сигнал имеет несколько замечательных свойств. Во-первых, общая ширина полосы занимаемых частот является минимальной. Следовательно, в отведенной под систему полосе частот можно разместить максимальное число поднесущих. Во-вторых, спектр суммарного сигнала

является широким, и такой сигнал обладает всеми свойствами широкополосных сигналов. Следовательно, в условиях многолучевого распространения можно эффективно бороться с интерференцией. На этом положительные стороны OFDM-сигнала не заканчиваются. Поскольку спектр широкий, то глубокому замиранию за счет интерференции может оказаться подверженным в каждый момент времени не весь спектр, а лишь небольшой участок. В этом случае ухудшение наступит лишь для тех символов, которые модулировали пораженные поднесущие, т. е. лишь часть информации. Если же организовать с некоторой частотой проверку качества канала (например, с помощью специальных бит, вводимых в процессе передачи), то можно иметь оперативную информацию о качестве канала в каждом частотном участке. Следовательно, можно корректировать мощность на каждой поднесущей, значительно уменьшая негативное влияние интерференции или селективной помехи.

1.4 Многоантенные системы с одним пространственным каналом

В этом разделе рассматривается техника пространственно-временного кодирования Alamouti [1], называемая также пространственно-временным блочным кодированием STBC (Space-Time Block Coding) [18]. STBC — это наиболее простая техника, использующая разнесение передающих антенн. Ее применение не предполагает знания характеристик радиоканала при передаче и не требует сложных алгоритмов обработки сигналов при приеме. Недостаток техники STBC в том, что она обеспечивает не столь высокую скорость передачи информации, как другие способы пространственного кодирования.

Поясним STBC на простейшем примере, когда есть две излучающие антенны и одна приемная. В этом случае информационные символы передаются и принимаются парами (блоком из двух символов). Во время первого символьного интервала, составляющего половину длительности блока, первый символ d_1 поступает на первую антенну, а второй символ d_2 на вторую. Во время второго символьного интервала на первую антенну подается символ $-d_2^*$ (знаком * обозначена комплексно сопряженная величина), а на вторую поступает символ d_1 .

Сигналы, которые поступят на вход приемника в первый и второй символьные интервалы, обозначим через r_1 и r_2 . Они определяются выражениями

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 d_1 + h_2 d_2; \\ r_2 &= -h_1 d_2^* + h_2 d_1^*, \end{aligned} \tag{1.17}$$

где h_1 и h_2 — комплексные коэффициенты передачи (фединги) канала. Значение h_1 (h_2) — это отношение комплексной амплитуды напряжения на выходе приемной антенны к комплексной амплитуде сигнала на входе первой

(второй) передающей антенны. Мы полагаем для простоты, что рассматривается узкополосный канал, и зависимость федингов от частоты можно не учитывать. Влияние частотной зависимости рассматривается в [10].

Из сигналов r_1 и r_2 принятых в первый и второй символьные интервалы, составим следующие две линейные комбинации:

$$\begin{aligned}\bar{d}_1 &= h_1^* r_1 + h_2^* r_2; \\ \bar{d}_2 &= h_2^* r_1 - h_1^* r_2,\end{aligned}\tag{1.18}$$

Подстановка выражений (1.17) в 1.18) приводит к следующему виду:

$$\begin{aligned}\bar{d}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_1; \\ \bar{d}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) d_2,\end{aligned}\tag{1.19}$$

Выражение (1.19) показывает, что, комбинируя принятые сигналы в соответствии с выражением (1.18), мы получим сигналы, которые отличаются от переданных сигналов d_1 и d_2 только действительным множителем.

Процесс передачи и приема сигналов при пространственно-временном блочном кодировании схематично показан на рисунке 1.10

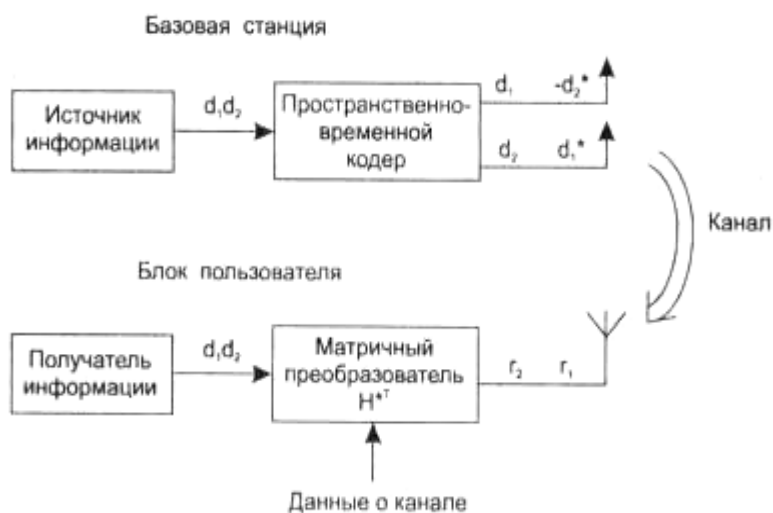


Рисунок 1.10 - Преобразование сигналов при пространственно-временном кодировании (STBC)

Здесь символы от источника информации поступают на пространственно временной кодер. Различные комбинации входных символов излучаются передающими антеннами. На приемном конце принятые сигналы подаются на вход матричного преобразователя, на который также поступает информация о комплексных федингах канала. На выходе матричного преобразователя наблюдаются переданные символы.

Схема STBC, приведенная на рисунке 1.10, сохраняется и тогда, когда число передающих антенн больше двух. В этом случае длина блока увеличивается и процедура комбинирования символов блока усложняется. Прежде чем излагать эти процедуры, запишем соотношения (1.17 - 1.19) в матричной форме. Введя векторы d и h переданных и принятых сигналов, запишем (1.20) в виде

$$r = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = Hd. \quad (1.20)$$

В (1.21) через H обозначена матрица, состоящая из комплексных федингов канала, а также из величин, отличающихся от них комплексным сопряжением и знаком. Можно заметить, что введенная матрица H обладает следующим свойством:

$$H^{*T}H = (|h_1|^2 + |h_2|^2)I = \|h\|I, \quad (1.21)$$

Здесь знак $*$ по-прежнему обозначает комплексное сопряжение, а знак T - транспонирование. Через I обозначена единичная матрица, через $\|h\|$ сумма квадратов модулей всех федингов радиоканала. Из (1.13) и (1.14) видно, что для получения оценки вектора переданных данных следует умножить матрицу H^{*T} на вектор r принятых в блоке сигналов.

$$\bar{d} = H^{*T}r, \quad (1.22)$$

Равенство (1.22) представляет матричную форму записи выражения (1.18). Удобство матричных формул (1.20—1.22) в том, что их вид не зависит от числа передающих антенн. При изменении числа антенн изменяются длина блока и порядок переключения символов. Приведем таблицы, показывающие порядок переключения передаваемых сигналов для STBC с двумя, тремя и четырьмя передающими антеннами. В этих таблицах номер строки соответствует номеру передающей антенны, а номер столбца — номеру символьного интервала в блоке. Проще говоря, строка — это пространственная координата, а столбец — это временная координата.

Для подробно рассмотренной системы с двумя передающими антеннами таблица имеет вид:

$$\begin{array}{ccc} A_1 & d_1 & -d_2^* \\ A_2 & d_2 & d_1^* \end{array}$$

Для системы с тремя передающими антеннами таблица выглядит следующим образом:

$$\begin{array}{cccccccc}
A_1 & d_1 & -d_2 & -d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\
A_2 & d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\
A_3 & d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^*
\end{array}$$

Для системы с четырьмя антеннами таблица имеет вид:

$$\begin{array}{cccccccc}
A_1 & d_1 & -d_2 & -d_3 & -d_4 & d_1^* & -d_2^* & -d_3^* & -d_4^* \\
A_2 & d_2 & d_1 & d_4 & -d_3 & d_2^* & d_1^* & d_4^* & -d_3^* \\
A_3 & d_3 & -d_4 & d_1 & d_2 & d_3^* & -d_4^* & d_1^* & d_2^* \\
A_4 & d_4 & d_3 & -d_2 & d_1 & d_4^* & d_3^* & -d_2^* & d_1^*
\end{array}$$

Как видно из приведенных матриц для трех- и четырех антенных систем, символьная скорость равна 1/2, за время передачи четырех символов блока на каждую антенну поступает последовательность, содержащая 8 символов.

Приведем выражения для матриц H , которые в каждом из рассмотренных случаев следует использовать в приемнике.

Для трех антенной системы матрица H имеет вид:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & 0 \\ h_2 & -h_1 & 0 & -h_3 \\ h_3 & 0 & -h_1 & h_2 \\ 0 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & 0 \\ h_2^* & -h_1^* & 0 & -h_3^* \\ h_3^* & 0 & -h_1^* & h_2^* \\ 0 & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

для четырех антенной системы:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2 & -h_1 & h_4 & -h_3 \\ h_3 & -h_4 & -h_1 & h_2 \\ h_4 & h_3 & -h_2 & -h_1 \\ h_1^* & h_2^* & h_3^* & h_4^* \\ h_2^* & -h_1^* & h_4^* & -h_3^* \\ h_3^* & -h_4^* & -h_1^* & h_2^* \\ h_4^* & h_3^* & -h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

Как видно из сравнения матриц для систем с тремя и четырьмя антеннами, трехантенная система представляет усеченный вариант четырехантенной, в котором фединг h_4 полагается равным нулю. В том и другом случае восьмиэлементный вектор r имеет следующий вид:

$$r^T = [r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_4 \ r_1^* \ r_2^* \ r_3^* \ r_4^*] \quad (1.23)$$

Алгоритм приема (1.23) при записанных матрицах H остается справедливым для систем STBC с тремя и четырьмя передающими антеннами.

Оценим степень выигрыша многоантенной STBC-системы по сравнению с одноантенной системой связи. Из формул (1.13—1.15) (из формулы (1.12) для частного случая двух антенной системы) видно, что сигнал на выходе приемной антенны равен

$$\bar{d} = \|h\| = d \sum_{m=1}^M |h_m|^2. \quad (1.24)$$

Выражение (1.24) показывает, что мощность сигнала на выходе системы пространственно-временного кодирования равна сумме мощностей, поступающих в приемник от всех передающих антенн. Таким образом, при идентичных федингах выигрыш STBC-системы в SNR равен числу излучающих антенн. Достоинство рассмотренной системы пространственно-временного блочного кодирования в том, что он достигается без усложнения приемного блока [7].

1.5 Передача сигнала в пределах прямой видимости

Поскольку технология на базе SkyMAN относится к беспроводным технологиям, передача информации здесь осуществляется по радиоканалам, образованным между антеннами устройств, являющимися составными частями сети. При передаче излученного антенной радиосигнала за счет влияния среды меняются те или иные параметры сигнала. В результате принятый сигнал всегда отличается от переданного. Земная атмосфера для передачи электромагнитных волн является не самой лучшей средой. Радиоволны способны огибать препятствия (явление дифракции), размеры которых порядка длины волны и меньше. На рабочих частотах систем SkyMAN длина волны менее 15 см, поэтому явление дифракции пренебрежимо мало, и в расчетах можно пользоваться правилами геометрической оптики, т. е. считать распространение радиоволн прямолинейным. Представляют интерес два вида распространения сигнала: в условиях прямой видимости (LOS — Line of Sight) и в условиях отсутствия прямой видимости (NLOS — Non Line of Sight) В условиях городской застройки характерно отсутствие прямой видимости. Всегда присутствуют

многократные отражения сигнала от зданий и иных сооружений, поглощение зданиями, листвой деревьев и т. п.

В пределах прямой видимости основными факторами, негативно влияющими на качество приема электромагнитных волн, являются:

1. потери в свободном пространстве;
2. состояние атмосферы;
3. наличие отражающих объектов;
4. эффект Доплера;
5. шумы.

1.5.1 Потери в свободном пространстве

Потери в свободном пространстве вызваны тем, что с ростом расстояния от передающей антенны до приемной антенны излученная энергия распределяется по все большей площади, и на приемную антенну приходится лишь малая часть излученной энергии. В наиболее простом случае, когда передающая антенна является всенаправленной (изотропное излучение), энергия излучения как бы "размазывается" по сферической поверхности. С ростом расстояния (радиуса сферы) площадь поверхности сферы увеличивается, а плотность электромагнитной энергии, приходящаяся на единицу поверхности, уменьшается. Такие потери определяются по формуле:

$$L = \frac{P_{II}}{P_{ПП}} = \frac{(4\pi d)^2}{\lambda^2}, \quad (1.25)$$

где P_{II} , $P_{ПП}$ — мощности излучения и приема соответственно; d — расстояние между передающей и приемной антеннами. Чаще всего это отношение мощностей выражают в децибелах:

$$L = 10 \lg \frac{P_{II}}{P_{ПП}} = 20 \lg \frac{(4\pi d)}{\lambda} \quad (1.25 \text{ а})$$

С помощью направленных антенн (например, параболических) удается сконцентрировать излучаемую энергию в заданном направлении, тем самым увеличивается доля энергии в приемной антенне. С учетом коэффициента усиления передающей G_i и приемной G_r антенн потери в свободном пространстве можно записать так:

$$L = 20 \lg(4\pi d) - 20 \lg \lambda - 10 \lg(G_i G_r). \quad (1.26)$$

С ростом частоты (уменьшением длины волны) и уменьшением коэффициента усиления антенн затухание увеличивается.

1.5.2. Влияние окружающего пространства

На уровне сигнала в точке приема заметно отражается состояние атмосферы. Утреннее и вечернее состояние, сезонные изменения, плотность атмосферы могут искривлять путь прохождения волн, что на больших расстояниях может приводить к уменьшению энергии сигнала в точке приема. Существенное влияние оказывает наличие тумана и дождя. Капли тумана и дождя вызывают поглощение радиоволн и их рассеяние. Пик таких потерь приходится на диапазон частот вблизи 22 ГГц. При вертикальной поляризации волн поглощение в каплях дождя меньше, чем при горизонтальной поляризации. Вблизи 60 ГГц наблюдается заметное поглощение энергии радиоволн молекулами кислорода. На частотах ниже 15 ГГц эти явления сказываются гораздо меньше.

Наличие отражающих объектов, находящихся в стороне от прямой, связывающей приемную и передающую антенны, может привести к попаданию на приемную антенну отраженных сигналов, являющихся копиями основного сигнала. Поскольку прямой и отраженный сигналы проходят разные по величине пути (что равносильно сдвигу фаз колебаний относительно друг друга), то в точке приема происходит их интерференция. При этом амплитуда сигнала на приемной антенне может как суммироваться (при разности путей на длину волны), так и вычитаться (при разности путей на половину длины волны). Такие явления называют замираниями. Для движущихся объектов эти замирания носят меняющийся во времени характер. Причем могут происходить изменения амплитуды как относительно медленные, так и очень быстрые. На частотах порядка единиц гигагерц длина волны составляет единицы-десятки сантиметров, поэтому быстрые замирания могут происходить даже при малых перемещениях антенны приемника. Характер медленных и быстрых замираний хорошо описывается законом Релея. Динамический диапазон замираний может достигать 40 дБ. Из-за быстрых замираний амплитуда принимаемого сигнала на доли секунды то увеличивается, то уменьшается относительно некоего среднего уровня. В городских условиях количество таких скачков амплитуды может происходить десятки-сотни раз в секунду.

Следует помнить еще об одном механизме возникновения уменьшения уровня принимаемого сигнала, вызванного интерференцией. Этот механизм проявляется и при фиксированном положении передающей и приемной антенн, и при наличии прямой видимости. Он вызван наличием условных зон Френеля. При любом типе антенн, в том числе и направленных, радиоволна движется в некотором расширяющемся по направлению к приемнику пространстве. В этом пространстве можно условно выделить зоны Френеля, представляющие собой сфероид. Если на пути распространения волны имеется отражающий объект, высота которого достигает первой зоны Френеля, то отраженный сигнал в точке приема будет интерферировать с волной, пришедшей по пути геометрической линии между антеннами. Вообще любой отражающий объект в пределах первой зоны Френеля согласно

принципу Гюйгенса может рассматриваться как источник вторичных волн, которые могут распространяться в направлении приемной антенны и вызывать интерференцию с прямой волной. Отраженные в пределах этой зоны волны в той или иной мере находятся "не в фазе" с прямой волной, и уровень сигнала в точке приема изменяется. На рис. 2.1 показаны пояснения этого механизма.

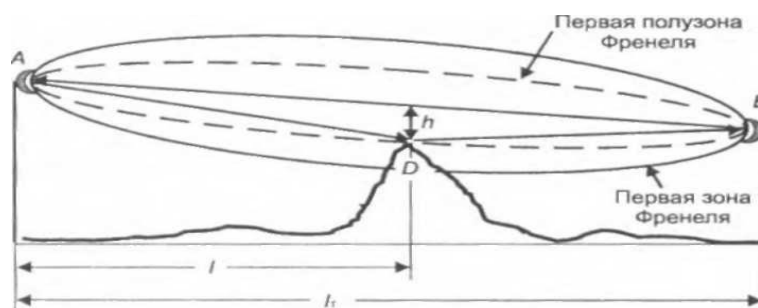


Рис. 1.11. Влияние отражения в пределах зон Френеля

Радиус первой полузоны Френеля рассчитывается по формуле

$$R_0 = \sqrt{\frac{l_1 \lambda (1 - l_1/l)}{3}} \quad (1.27)$$

где l_1 - расстояние пролета от А до В, l – расстояние до первой приграды, λ – длина волны. В зависимости от отношения длины пути $A-D-B$ отраженной волны к длине пути прямого луча уровень приема может как увеличиться, когда прямая и отраженная волны складываются в фазе, так и уменьшиться, если они придут в противофазе. Уровень сигнала в точке приема определяется с учетом поправочного множителя ослабления.

$$U = U_0 \cdot M, \quad (1.28)$$

где $M = \sqrt{1 + K^2 - 2K \cos(p^2 \pi/3)}$ — множитель ослабления; K — коэффициент отражения объекта; $p = h/R^2$. При $0 < p < 1$ трасса считается полузакрытой, при $p > 1$ — открытой.

Радиус полузоны Френеля составляет примерно 0,6 от радиуса первой зоны Френеля, определяемой выражением: $R_1 = \sqrt{l_1 \lambda (1 - l_1/l)}$. При попадании отражающего объекта в промежуток между полузоной и первой зоной трасса полузакрытая, но связь еще возможна. Если же просвет между прямым лучом и отражающим объектом станет меньше радиуса полузоны Френеля $h < R_0$, то отраженный сигнал будет приходить в точку приема в противофазе и может оказаться ослабленным ниже допустимой величины, или трасса окажется закрытой и устойчивая связь будет невозможна.

Следовательно, при проектировании трассы радиолуча следует избегать препятствий, высота которых достигает 0,6 радиуса первой зоны Френеля. Если невозможно избежать такое препятствие, необходимо увеличить высоту передающей и приемной антенн. Водная поверхность имеет коэффициент отражения радиоволн, близкий к единице, поэтому отраженный радиолуч приходит в точку приема практически той же интенсивности, что и прямой луч. В случае прихода отраженного луча в противофазе с прямым лучом уровень принимаемого сигнала может оказаться ниже порогового. Вдобавок на водной поверхности часто возникают волны, и характер отражения будет иметь случайную составляющую. Это приведет к шумообразному изменению уровня суммарного сигнала (прямого и отраженного). При проектировании трассы в этом случае обязательно делают расчет высот подвеса антенн с учетом возможного отражения сигнала. Высота прохождения основного луча h должна быть больше высоты препятствия на величину, не меньшую, чем радиус первой зоны Френеля.

В реальных условиях положение границы зоны Френеля (и значение P) в силу рефракции волн зависит от градиента диэлектрической проницаемости воздуха и его слоистого характера. Поэтому просвет между прямым лучом и зоной Френеля может в некоторых пределах меняться в любую сторону. Значения градиента диэлектрической проницаемости зависят от климатической зоны региона и погодных условий. Численные значения градиента диэлектрической проницаемости воздуха и его типовые отклонения для различных климатических зон обычно приводятся в справочной литературе.

1.5.3. Влияние эффекта Доплера

Эффект Доплера проявляется для мобильного приемника в том, что частота принимаемых колебаний будет увеличиваться, если приемник движется в сторону передатчика, и уменьшается, если приемник удаляется. Величина сдвига частоты $\pm f_D$ принимаемого сигнала зависит от скорости движения v , частоты сигнала f_0 и угла α направления на передатчик:

$$f_D = v f_0 \cos \alpha \quad (1.29)$$

Эффект изменения частоты приводит к паразитной девиации частоты, называемой доплеровским рассеянием. Из-за доплеровского рассеяния в точке приема спектр несущей частоты окажется размазанным в полосе $\Delta f = f_0 \pm f_D$, и значение несущей частоты станет нестабильным во времени. В случае использования когерентных методов приема появляются частотные искажения. Учитывая неравномерный характер движения и неровный характер местности, происходит дополнительное изменение амплитуды и фазы принимаемого сигнала по случайному закону. В итоге в точке приема происходят селективные замирания. Вводят еще параметр время

когерентности $C_\delta = 1/f_\delta$, которое определяется как интервал времени, в пределах которого величина коэффициента корреляции значений огибающей не менее 0,9.

1.5.4. Влияние шумов

В любой системе передачи всегда присутствуют шумы разной природы, которые накладываются на передаваемый сигнал, поэтому принятый сигнал всегда отличается от переданного сигнала. Шумы условно можно разделить на следующие категории: тепловые, природные, преднамеренные и интерференционные. Различные помехи (преднамеренные или естественные) можно также считать шумом, искажающим принимаемый сигнал. Тепловой шум вызван тепловым движением молекул и атомов как в канале связи, так и в цепях аппаратуры. Статистические характеристики теплового шума достаточно хорошо изучены. Поскольку мгновенные значения шума носят случайный характер, то шум с сигналом сравнивают не по мгновенным значениям, а по их мощностям.

В электрических цепях тепловое движение молекул и атомов вызывает разброс скоростей движущихся носителей зарядов (например, электронов). Поэтому электрический ток всегда имеет помимо детерминированной составляющей шумовую составляющую. Тепловой шум имеет равномерный спектр в весьма широком диапазоне частот, т.е. его энергия равномерно распределена по всему диапазону частот, поэтому его еще называют "белым шумом". На каждый герц полосы частот приходится плотность мощности

$$N_0 = kT, \text{ (Вт/Гц)}, \quad (1.30)$$

где $k - 1,3803 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — температура в градусах Кельвина.

Мощность шума на выходе пассивной цепи, имеющей полосу пропускания ΔF , пропорциональна полосе пропускания:

$$N = \Delta F N_0 = \Delta F k T \quad (1.31)$$

или в децибелах:

$$N_{дБ} = 10 \lg \Delta F + 10 \lg (k T) \quad (1.32)$$

Белый шум аддитивно смешивается с полезным сигналом, поэтому на выходе линейного усилителя шум и сигнал усиливаются одинаково. При этом к входному шуму добавляются собственные шумы усилителя. Собственные шумы усилителя учитывают введением коэффициента шума усилителя $k_{ш}$. Энергия шума на выходе усилителя $N = k_{ш} \Delta F k T$. При каскадном усилении

(например, в приемниках) чтобы уменьшить шум на выходе, наиболее важно иметь первый каскад усиления с возможно меньшим значением коэффициента шума. На практике удается создавать усилители, имеющие коэффициент шума 2—3 дБ для приемников базовых станций, и 4—6 дБ — для приемников мобильных станций. Тепловые шумы от различных источников считаются независимыми, поэтому их энергии складываются.

Для уверенного приема полезного сигнала мощность сигнала должна превышать мощность шумов в несколько раз. Удобно пользоваться отношением сигнал/шум (signal-to-noise ratio — SNR).

$$(SNR) = P_c / P_{ш} = S/N . \quad (1.33)$$

Или в децибелах:

$$S/N_{дБ} = 10 \lg(P_c / P_{ш}) . \quad (1.34)$$

Требуемое отношение сигнал/шум различно для разных систем связи и разных видов модуляции. Для цифровых систем передачи Шенноном была получена формула определения верхней границы возможной скорости передачи:

$$C = \Delta F \log(1 + SNR) , \quad (1.35)$$

где C — пропускная способность канала (бит/с); Δf — ширина полосы канала (Гц). Это теоретически достижимый предел. На практике достигаются заметно меньшие скорости передачи, так как формула учитывает только белый шум, а в реальности всегда присутствуют и иные виды шумов. Из формулы видно, что при фиксированном уровне шумов скорость передачи можно увеличить за счет повышения мощности сигнала и расширения полосы частот, занимаемых каналом. Однако это не совсем так, ибо с увеличением мощности сигнала возрастает риск перегрузить усилительные каскады, возникают нелинейные эффекты. Это порождает комбинационные частоты, что, в свою очередь, приводит к интермодуляционным помехам. С увеличением полосы пропускаемых каналом частот возрастает и мощность белого шума на входе приемника, в результате чего отношение сигнал/шум может ухудшиться.

В цифровых системах передачи для определения скорости передачи и уровня ошибок обычно используют отношение энергии сигнала, приходящейся на 1 бит (E_b) к плотности мощности (N_0) шумов на 1 Гц.

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c / R}{N_0} = \frac{P_c}{kTR} , \quad (1.36)$$

Где $E_b = S/R$. $R = 1/T_b$, бит/с — скорость передачи битов.

Или в децибелах:

$$E_b / N_0 = P_{\text{дБВт}} - 10\lg(kTR) = P_{\text{дБВт}} - 10\lg(TR) + 228,6 \quad (1.37)$$

Для разных методов кодирования допустимый коэффициент ошибок (КОШ) (в англоязычной литературе BER — Bit Error Ratio) достигается при разной величине отношения E_b/N_0 . Зная требуемое отношение E_b/N_0 , можно определить требуемую мощность сигнала P_c для обеспечения необходимой скорости передачи R . Например, в некоторой системе передачи для обеспечения скорости передачи 9600 бит/с принято допустимым значение КОШ = 10^{-6} , которое выполнимо при $E_b/N_0 = 10,8$ дБ. При комнатной температуре $T=290$ К (комнатная температура) такие параметры передачи можно обеспечить при мощности сигнала $P_c = 10,8 + 10\lg(TR) - 228,6 = 153,4$ дБВт ($4,45 \cdot 10^{-16}$ Вт).

Параметры E_b и N_0 связаны между собой. Учитывая, что $E_b = S/R$ и $N = \Delta FN_0$, можно записать:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S\Delta F}{NR} \quad (1.38)$$

Кроме тепловых шумов в системах связи значительное мешающее воздействие имеют импульсные помехи. Они могут быть вызваны молниями, работой электросварочного оборудования, искрением электрооборудования, неисправностями в самой аппаратуре связи или даже могут быть искусственно созданы для злонамеренной постановки помех. Импульсные помехи имеют значительную амплитуду и широкий спектр частот. При передаче голосового сигнала влияние импульсных помех довольно незначительно. Оно проявляется в появлении щелчков и потрескиваний. При передаче цифровых данных этот вид помех может стать определяющим. За время длительности импульсной помехи могут быть потеряны все биты, переданные за это время. Борьба с импульсными помехами представляет весьма сложную задачу. В основном решение заключается в фильтровании в входных цепях приемника всех частотных составляющих вне используемой полосы частот канала. При этом отфильтровывается часть мощности импульсной помехи и ослабляется действие помехи на сигнал. В противном случае необходимо снижать скорость передачи и увеличивать длительность передаваемых символов, чтобы за время длительности импульсной помехи оказалась пораженной незначительная часть символа [7].

Другим источником помех являются интермодуляционные шумы. Действие таких помех проявляется в том, при взаимодействии на нелинейных элементах двух (или более) сигналов, например, на частотах f_1 и f_2 ,

появляются паразитные сигналы на частотах $f_1 \mp f_2$. Если полезный сигнал окажется равен также $f_1 \mp f_2$, то полезный и паразитный сигналы будут интерферировать, а принимаемый сигнал станет искаженным. Подобный эффект интермодуляции возникает и на частоте зеркального канала, когда паразитный сигнал создает при демодуляции сигнал на промежуточной частоте приемника. Интермодуляционные шумы могут возникать из-за нелинейных элементов в цепях передатчика (возможно постороннего) и приемника или неисправности в приемном оборудовании. При больших уровнях принимаемого сигнала в усилителях, работающих при нормальном уровне сигнала в линейном режиме, могут возникать перегрузки, при которых усилитель может перейти в нелинейный режим. Паразитные сигналы в результате нелинейного преобразования могут оказаться в полосе полезного сигнала. Допустимый уровень сигнала (точка насыщения) на входе современных высокочувствительных приемников составляет приблизительно минус 55 дБм ($\sim 1,8$ мкВ). При более высоком уровне входной сигнал усилитель начинает работать в нелинейном режиме. В серийном оборудовании систем подвижной связи чувствительность приемников несколько ниже. Для систем подвижной связи типичным является ситуация, когда одна мобильная станция находится вблизи границы зоны покрытия, а другая — вблизи базовой станции. При одинаковой мощности передатчиков мобильных станций передатчик второй станции может перегрузить входной усилитель приемника базовой станции, обслуживающий удаленного абонента. Продукты нелинейного преобразования могут попасть в полосу пропускания соседнего канала и создадут там помехи. Таким образом, высокая мощность ближнего передатчика может вызвать помехи сразу в нескольких приемниках базовой станции. На практике проблему дальнего и ближнего пользователя решают адаптивным регулированием мощности передатчиков. Чем ближе подвижная станция подходит к базовой, тем автоматически уменьшается взаимная мощность их передатчиков. Разумеется, система автоматического контроля и регулирования взаимной мощности является сложной и дорогостоящей. Для систем с фиксированным расположением базовых и пользовательских станций взаимные мощности можно просчитать заранее и установить нужные уровни в процессе инсталляции оборудования. Влияние интермодуляционных помех удастся заметно ослабить с помощью фильтров во входных цепях приемника. Использование входных фильтров с крутыми скатами частотных характеристик позволяет ослабить и паразитные сигналы по соседним каналам.

В радиосвязи, как и в проводной, могут возникать перекрестные помехи, если на частотах приема будут работать "чужие" передатчики. В этом случае их сигналы не могут быть отфильтрованы входными цепями приемника, и принимаемый полезный сигнал окажется также искаженным. Если уровень паразитного сигнала окажется соизмерим или будет больше полезного, то прием может оказаться невозможным. Для устранения таких событий существуют органы контроля и распределения рабочих частот. Для каждой

системы радиосвязи выделяют свои полосы частот, не пересекающиеся с частотами других систем, и выдается лицензия на выделяемые частоты. При этом уровень возможных перекрестных помех обычно не превышает уровень теплового шума. Однако исторически сложилось, что во многих странах (в том числе и в Казахстане) на многих диапазонах частот могут работать организации и службы, развернувшие свое оборудование значительно раньше. Поэтому в некоторых регионах (в зависимости от создавшейся электромагнитной обстановки) могут разрешить работу и в нелицензированных диапазонах. В этом случае перекрестные помехи могут стать доминирующими.

В большинстве случаев интермодуляционные и перекрестные помехи являются предсказуемыми и их можно учесть при проектировании и развертывании новых систем связи[8].

2 Описание оборудования широкополосного доступа Revolution SkyMAN 5000.

Система широкополосного беспроводного доступа SkyMAN, производимая InfiNet Wireless (Екатеринбург, Россия), дает операторам возможность предоставления клиентам полного и недорогого набора современных сервисов.

SkyMAN – это универсальная многофункциональная система широкополосного беспроводного доступа для операторов, государственных служб, корпоративных заказчиков и органов обеспечения общественной безопасности. Оборудование системы SkyMAN работает в диапазонах 2300-2700, 3400-3700 и 4850-6425 МГц. Данное оборудование обеспечивает:

1. объединение в единую виртуальную сеть территориально-разнесенных подразделений (поддержка VPN);
2. фиксированный доступ к интернет;
3. приоритетную передачу VoIP;
4. передачу видео- и телеметрии;
5. быстрое развертывание временных сетей топологии MESH.

Оборудование системы SkyMAN выполнено на основе аппаратной платформы разработки и производства InfiNet Wireless, работает под управлением операционной системы WANFlex и реализует архитектуру беспроводных сетей MESH разработки InfiNet.

В системе SkyMAN используются две модификации аппаратной платформы: базовая, обладающая повышенной производительностью и предназначенная, главным образом, для построения базовых станций, и более дешевая и менее производительная – абонентская. На обеих аппаратных платформах оборудование выпускается в двух вариантах: с разъемами N-типа (для подключения внешних антенн) или с интегрированной антенной.

Все оборудование SkyMAN является универсальным, т.е. каждое устройство может выполнять функции любого элемента беспроводной сети - базовой или абонентской станции беспроводной сети точка-многоточка, оконечной или ретрансляционной станции канала точки или узловой станции сети произвольной топологии MESH.

Конструктивно все оборудование SkyMAN выполнено в виде двух блоков: внешнего Outdoor Unit (ODU) и внутреннего Indoor Unit (IDU) - рисунок 2.1, как правило, выполняющего роль блока питания от сети переменного или постоянного тока. Внешний и внутренний блоки соединяются между собой с помощью витой пары, по которой передается трафик Ethernet и постоянное напряжение питания на ODU.

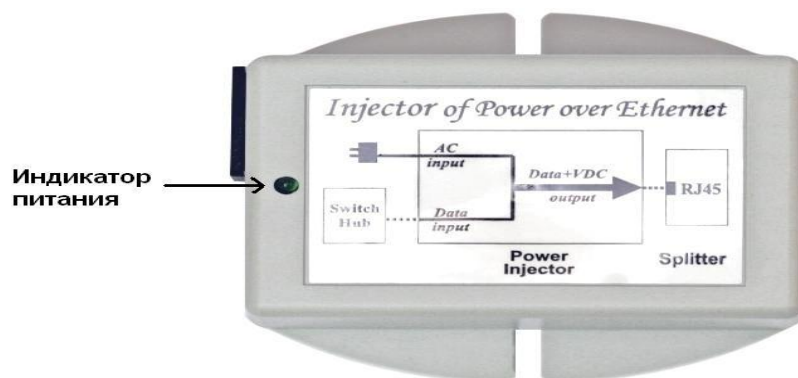


Рисунок 2.1- Внутренний блок питания (IDU).

Основная функция блока питания, это преобразование переменного напряжения 220 В в постоянный 48 В для базового оборудования, и с 220 В в 24 В для абонентского оборудования. Размер коробки указанной на рисунке 2.1 -7 см в длину и 5 см в ширину. Схема подключения внутреннего блока (IDU) приведена на рисунке 2.2

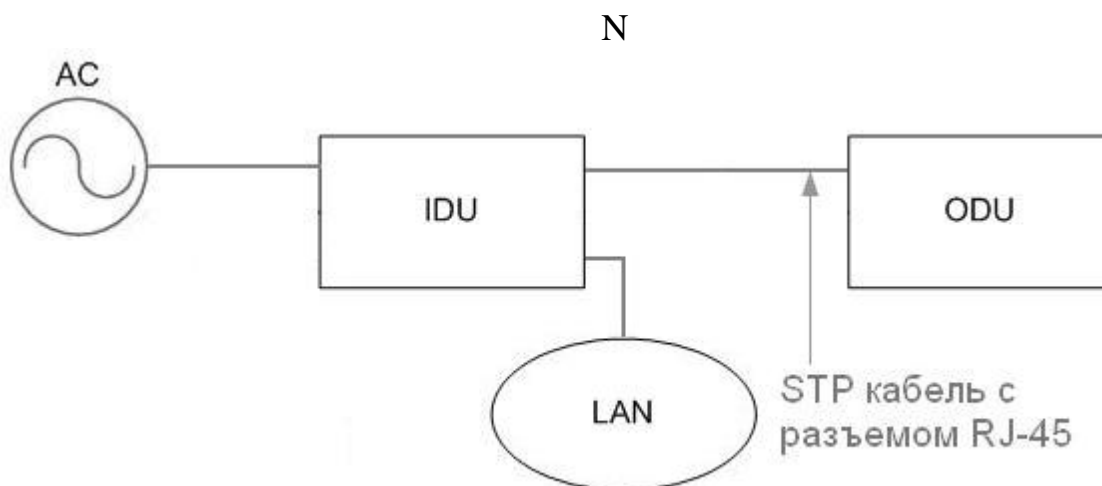


Рисунок 2.2- Схема подключения IDU

Сети ШБД SkyMAN строятся на универсальных беспроводных мостах/маршрутизаторах. Каждое устройство может выполнять функции любого элемента сети, однако, в силу различной производительности и функциональности рекомендуется использовать для реализации конкретного элемента сети соответствующие устройства.

Устройства SkyMAN используются для построения следующих элементов сети:

1. Базовая станция (БС) — совокупность от одного до шести устройств SkyMAN с всенаправленной или секторными антеннами, подключенная к магистральной сети и обеспечивающая обмен трафиком с абонентскими и ретрансляционными станциями в пределах зоны обслуживания;

2. ретрансляционная станция (РС) — двухмодульное устройство SkyMAN (с двумя радиоинтерфейсами), обеспечивающее ретрансляцию сигнала, по проводному интерфейсу к РС может быть подключена локальная сеть либо отдельное сетевое устройство;

3. абонентская станция (АС) - устройство SkyMAN с интегрированной или внешней антенной, обеспечивает передачу данных между сетью пользователя и БС (или РС);

4. оконечная станция (ОС) — оконечное устройство канала точка-точка; для развертывания ОС могут использоваться устройства SkyMAN как с интегрированными, так и внешними антеннами.

Оборудования SkyMAN могут работать в режимах точка-точка и точка-многоточка (рисунок 2.3).

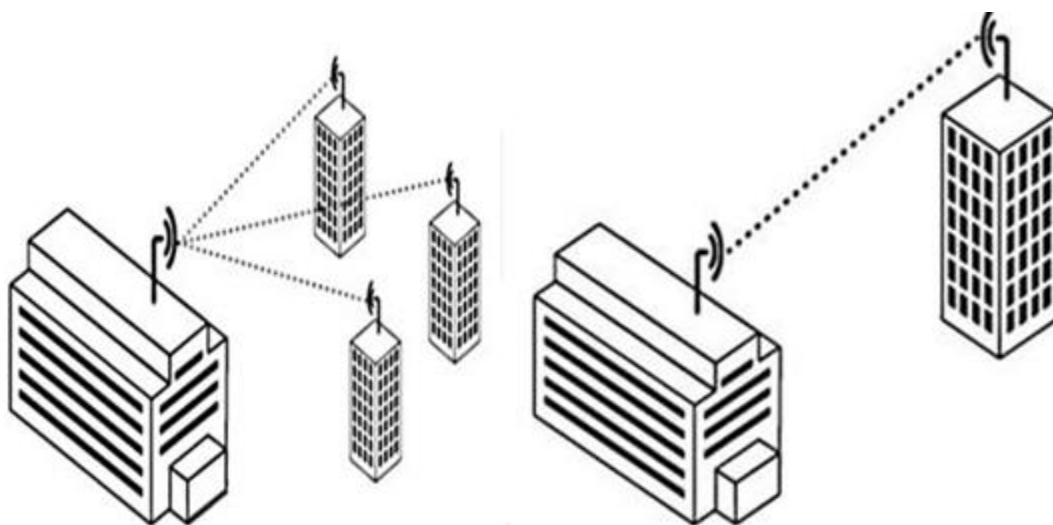


Рисунок 2.3 – Режим точка-точка и точка-многоточка

При подключении схемы точка-точка обычно на обеих сторонах используют базовые станции SkyMAN 5000. Данная схема целесообразна, если нужно организовать радиоканал с общей пропускной способностью в 200 Мбит/с.

При схеме точка - многоточка обычно ставят одну базовую станцию и несколько абонентских комплектов. При такой схеме общая пропускная способность будет значительно меньше по сравнению с предыдущей схемой. Так как абонентские станции SkyMAN 5000 обладают более слабыми ёмкостными параметрами по сравнению с базовыми комплектами.

2.1 Характеристики оборудования базовой и абонентской станции SkyMAN R5000

Далее приводится описание технических и физических параметров в таблице 2.1 комплекта базовой станции SkyMaN R5000 Mmxb Технические и физические параметры SkyMaN R5000 Mmxb (БС), и SkyMaN R5000 smc (АС) приведены в таблице 2.1

Т а б л и ц а 2.1 – Описание SkyMAN R5000 Mmxb и SkyMAN R5000 Sm

Компоненты системы	Базовая станция (БС)	Абонентские терминалы (АС)
Модель	R5000 Mmxb	R5000 – Sm(c)
Описание	Высокопроизводительные базовые станции со встроенной двухполяризационной антенной с усилением 23 дБ, 90°	Высокопроизводительные абонентские терминалы со встроенной двухполяризационной антенной с усилением 19,21,28 дБ
Реальная производительность	до 240 Мбит/с	до 35 Мбит/с
Расстояния	Средние дальние (25 км)	Средние и короткие до 12км
Радио	Технология передачи: MIMO 2x2 (OFDM 64/128) - Типы модуляции от BPSK 1/2 до QAM64 5/6 -Мощность передатчика:23 дБм - Чувствительность приёмника - 67...101 дБм - Частотные диапазоны: 4,9-6,4 ГГц - Полосы:5/10/20/40 МГц - Двухполяризационная антенна 16 дБ, 90°	Технология передачи: MIMO 2x2 (OFDM 64/128) -Типы модуляции от BPSK 1/2 до QAM64 5/6 -Мощность передатчика:18 дБм или 23 дБм (в зависимости от модели) -Чувствительность приёмника -74...101 дБм - Частотные диапазоны: 4,9-6,4 ГГц - Полосы:5/10/20/40 МГц - Двухполяризационная антенна 19 дБ, 21 дБ,24 дБ
Проводные интерфейсы	Gigabit Ethernet port(10/100/1000 Base-T) Разъем RJ-45 Serial port (RS-232)	1 x Fast Ethernet (10/100 Base-T) Разъем RJ-45 1 x Fast Ethernet PoE (802.3af) output port (доп.опция) Разъем RJ-45 Serial port (RS- 232)
Электропитание	потребляемая мощность: до 12 Вт Электропитание 110-240 В≈@ 50/60 Гц 48 В=	потребляемая мощность: до 12 Вт Электропитание 110-240 В≈@ 50/60 Гц 24 В=
Габариты и вес	Внешний модуль (ODU): модель с 28 дБ антенной 370 x 370 x 90 мм,3.5 кг Внутренний моудль (IDU-BS-G) 124x72x38, 0.3 кг	Внешний модуль (ODU): модель с 23 дБ антенной 370x370x85 мм, 3 кг. Модель с 21 дБ антенной 305x305x60 мм, 2.2 кг модель с 19дБ антенной 207x207x67, мм, 1.0 кг. Внутренний модуль (IDU-CPE) 85x76x36 мм, 0.15 кг

Ниже представлена фотография внешнего блока SkyMAN R5000 Mmxb



Рисунок 2.4 -SkyMAN R5000 Mmxb (БС)

Как показано на рисунке 2.4 в состав (ODU) внешнего оборудования Revolution SkyMAN входит встроенная интегрированная антенна с вертикальной и горизонтальной поляризацией. В антенне имеется два порта: 1) консольный порт для настройки антенны, 2) порт с разъемом RJ 45 для получения питания с постоянным напряжением 48 В. Также в каждом комплекте имеется крепежный материал для фиксации антенны на металлических трубах с диаметром 80-120 мм.

Рекомендации по построению БС вытекают из анализа условий работы систем фиксированного беспроводного доступа:

- обычно поток от БС к АС (нисходящий) значительно превышает поток восходящий;

- ширина диаграммы направленности секторной антенны БС примерно в 10 раз больше ширины диаграммы направленности антенны АС.

Многосекторная БС работает одновременно с АС разных секторов. БС размещаются на высоких строениях или антенных опорах, на которые устанавливаются и другие радиосистемы, что приводит к повышению общего уровня помех. Кроме того, высокое расположение антенн БС само по себе приводит к увеличению уровня и количества помех. Как следствие, отношение сигнал/шум на БС существенно меньше чем на АС.

Повышение скорости передачи практически не ухудшает условий работы соседних систем. Повышение скорости приема приводит к существенному снижению помехоустойчивости. Учет специфики работы

систем фиксированного беспроводного доступа позволил выработать следующие рекомендации:

- на многосекторных БС скорость в направлении БС-АС не должна превышать 50 Мбит/с, в обратном направлении - 44 Мбит/с;
- необходимо ограничивать диапазон регулирования скорости передачи АС снизу, либо отслеживать деградацию скорости каждого клиента;
- использовать механизм автоматического выбора скорости;
- в холодных регионах все оборудование БС и все устройства с опцией R300 должно выбираться модификации OT, т.е. с расширенным температурным диапазоном. Диаграмма направленности базовой антенны SkyMAN R5000 mmxb приведена на рисунке 2.5

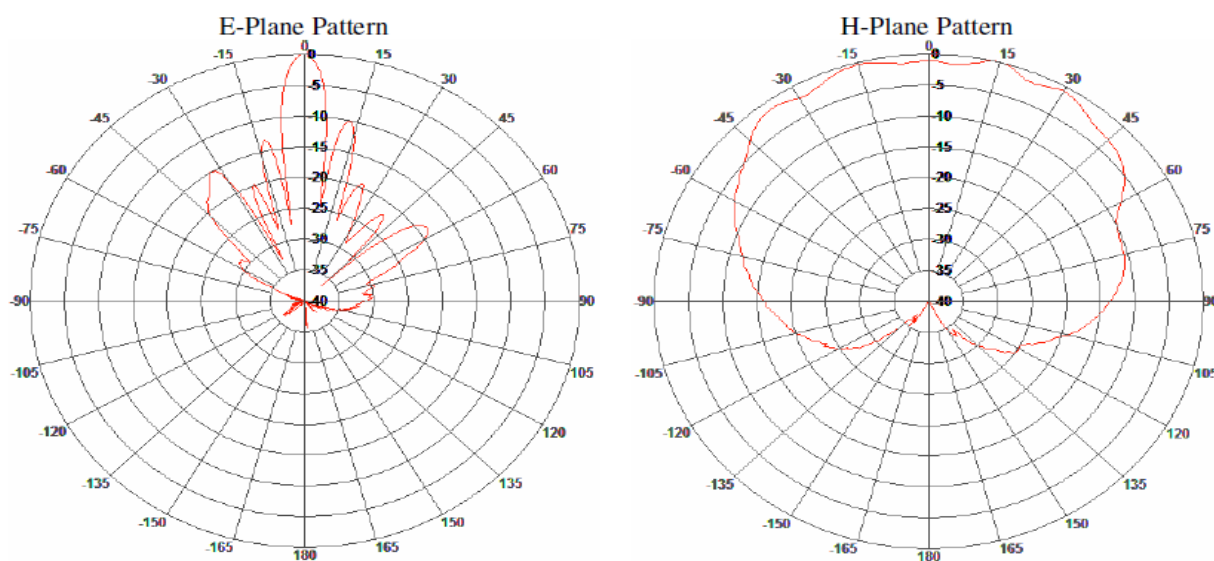


Рисунок 2.5 – Диаграмма направленности в Е и Н плоскости в вертикальной поляризации

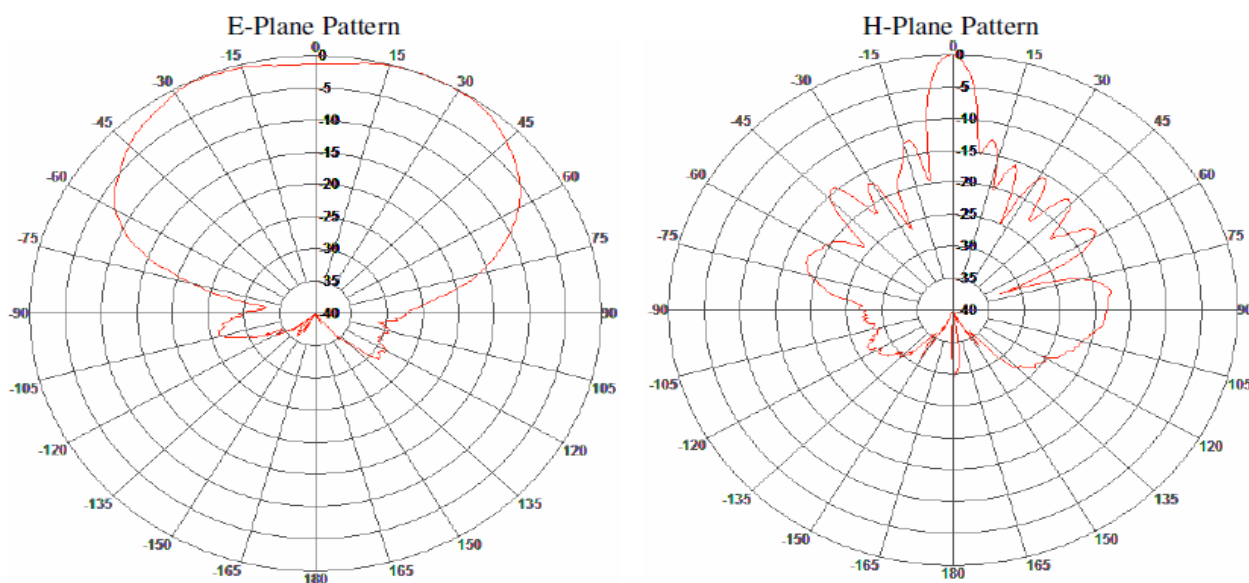


Рисунок 2.6-диаграммы направленности в Е и Н плоскости в горизонтальной поляризации.

2.3 Система управления и мониторинга сети

Система управления сетью рисунок 1А (смотреть приложение А) (Network Monitoring/Management System – NMS) предназначена для мониторинга сети в реальном времени с целью оперативного управления. Система базируется на программных средствах управления и мониторинга сетей типа HP OpenView, WhatsUp и т.п. и обеспечивает графическое представление карты сети и параметров БС, АС и РС. Помимо этого NMS позволяет вести системный журнал и планировать события с помощью планировщика. В состав системы также включен IWR() Manager для настройки оборудования, реализующий в простой и интуитивно понятной форме основные настройки активных устройств сети. Для тонкой настройки используется командный язык системы SkyMAN. Основа серии – новая аппаратная платформа, основанная на мощном процессоре IBM PowerPC с тактовой частотой 200-400 МГц.

NMS предоставляет единую систему обмена информацией через управляющие приложения, автоматизацию задач управления устройствами, обзор состояния и производительности сети, а также выявление и определение сетевых неисправностей. С помощью единой централизованной системы и знания инвентаризации сети, NMS обеспечивает уникальную платформу межфункциональных возможности управления, что снижает накладные расходы сетевого администрирования.

NMS это решение для управления уровня оператора. Она способна расширяться по мере роста сети, сохраняя высокие уровни производительности, в соответствие с ростом числа сетевых событий, и предоставлять возможность упрощенной интеграции с системами сторонних производителей. Это соответствует ожиданиям поставщиков услуг по системам OSS.

Существует два типа мониторинга: активный и пассивный. Активный мониторинг подразумевает опрос устройств с определённой периодичностью с целью определения доступности самих устройств и сервисов, которые они предоставляют, а также проверки текущего состояния устройств, например, процент загрузки процессора, дисков, температуры на шасси и прочих. С помощью Dude можно осуществлять такой мониторинг. Более того, в Dude, в основном, весь мониторинг осуществляется в таком режиме. Пассивный мониторинг подразумевает ожидание от устройств сообщений о событиях, происходящих в системе. Обычно такие сообщения присылаются устройствами по протоколу syslog, либо с помощью SNMP Trap'ов. Что касается работы с SNMP Trap'ами, то Dude, несмотря на отличную поддержку SNMP, не поддерживает работу с ними. Однако в данном программном продукте неплохо реализована работа с syslog сообщениями.

О том, какие функции выполняет программа мониторинга Dude в активном режиме мониторинга, приведено ниже:

- автоматическое сканирование сети и отображение на карте;
- обнаружение типа устройств и определение производителя;
- мониторинг устройств и связей между ними и оповещения о сбоях;
- отображение устройств в графическом виде с возможностью добавления своих изображений;
- простая установка и использование;
- можно строить свои карты сетей с добавлением нестандартных устройств;
- поддерживает мониторинг по SNMP, ICMP, DNS, UDP и TCP для устройств, поддерживающих данные протоколы;
- можно графически отображать использование связей между устройствами;
- запускать напрямую с консоли средства удалённого администрирования;
- работает под клиент-серверной архитектурой;
- запускается и работает под Linux и FreeBSD в Wine, MacOS в Darwine, Windows;

Фактически, базовых функций Dude достаточно для решения основных задач мониторинга. Но, благодаря отличной поддержке протокола SNMP, а также функциям обработки полученных по SNMP ответов от устройств, можно осуществлять весьма сложный и качественный мониторинг.

Прежде, чем приступить к установке и конфигурированию системы мониторинга, необходимо выбрать место – физический сервер, где будет находиться Ваша NMS. Более того, таких серверов может быть несколько. Для некоторых установок может быть достаточно, чтобы NMS была расположена на рабочей станции системного или сетевого администратора. Всё зависит от того, что Вы хотите получить. Если вам не нужен круглосуточный мониторинг сервисов, то можно установить Dude на своей рабочей станции и мониторить систему только тогда, когда находитесь за рабочим местом. Однако чаще всего мониторинг должен быть круглосуточным, поэтому устанавливая систему мониторинга надо на серверах, которые работают в круглосуточном режиме. Что касается нагрузки на систему со стороны Dude, то она минимальна. Пример из практики: сервер на процессоре Intel Pentium III с тактовой частотой процессора 800 Мц и оперативной памятью 256 Мбайт под управлением FreeBSD вполне справляется с мониторингом около 50 сетевых устройств и серверов. Стоит также учесть, что при этом к серверу подключались, с использованием Dude-клиента, одновременно 3 человека и, к тому же, на нём были запущены и работали Apache+Cacti+syslog-ng+mysqld. При выборе местоположения сервера необходимо руководствоваться двумя критериями: минимальной удалённостью сервера от основных устройств, которые необходимо

мониторить и ёмкостью интернет-канала между сервером мониторинга и станций с клиентами, которые будут к нему подключаться. Чтобы понять, почему это так, надо знать, как работает сервер, клиент и клиент в связке с сервером.

Клиент-серверная архитектура понятна практически любому ИТ-специалисту. Существуют некоторые особенности реализации данной архитектуры в Dude.

Необходимо сразу оговориться, что клиент и сервер должны быть одной и той же версии. Используемая версия будет такой, которая установлена на сервере. Если Вы установили на клиенте версию, отличную от той, что стоит на сервере, то при подключении к нему Вам будет предложено обновить версию клиента до версии сервера, даже если клиент имеет более позднюю версию. Обновление будет произведено автоматически, при этом клиент скачает с сервера необходимые для обновления файлы и перезапустится [9].

Мониторинг состояния системы, как правило, осуществляется одной или несколькими рабочими станциями или серверами. Система, проводящая мониторинг, называется Network Management Station (NMS) – станция управления сетью. Далее система, на которой установлен Dude, может называться NMS. Dude поддерживает как активный, так и пассивный тип мониторинга.

Разработчики Dude дали такое определение Агентам: Агенты – это другие серверы Dude, которые могут проводить зондирование от лица данного сервера, позволяя таким образом получить доступ к частям сетей, которые не доступны напрямую данному серверу, или просто перенести часть работы в место, находящееся ближе к опрашиваемому устройству. По прочтению данного определения сразу возникает множество вопросов. Для того, чтобы правильно понять, что это значит, необходимо иметь представление, как это работает.

Вот основные положения работы связки агентов и серверов:

- когда вы устанавливаете сервер, устанавливается также и агент; любой сервер Dude может выступать в качестве агента для произвольного количества серверов;

- любой сервер Dude может иметь произвольное количество агентов;

- сервер подключается к агенту и даёт ему задания на выполнение тех, либо иных зондов, при этом конфигурация зондов – что, как, с какими параметрами и когда будет выполняться – передаётся сервером агенту;

- агент просто запускает зонды, затем результаты зондирования предоставляются серверу для сохранения и последующего отображения на клиенте;

- сервер Dude может выполнять только функции агента;

- если вы используете сервер только в качестве агента, то сервер не хранит никаких конфигураций, кроме той, которая необходима для аутентификации сервера.

3 Исследование сети широкополосного доступа на базе оборудования SkyMAN R5000 в г. Алматы

Проектирование частных сетей для корпоративных клиентов с помощью оборудования SkyMAN R5000 с поддержкой MIMO 2x2 в г. Алматы осуществляется с 2012 года. К моменту диссертационного исследования в городе было введено в эксплуатацию 5 базовых станций, географически расположенных в различных районах г. Алматы.

Ниже приведена схема расположения пяти базовых станции SkyMAN в сети г. Алматы (рис 3.1).

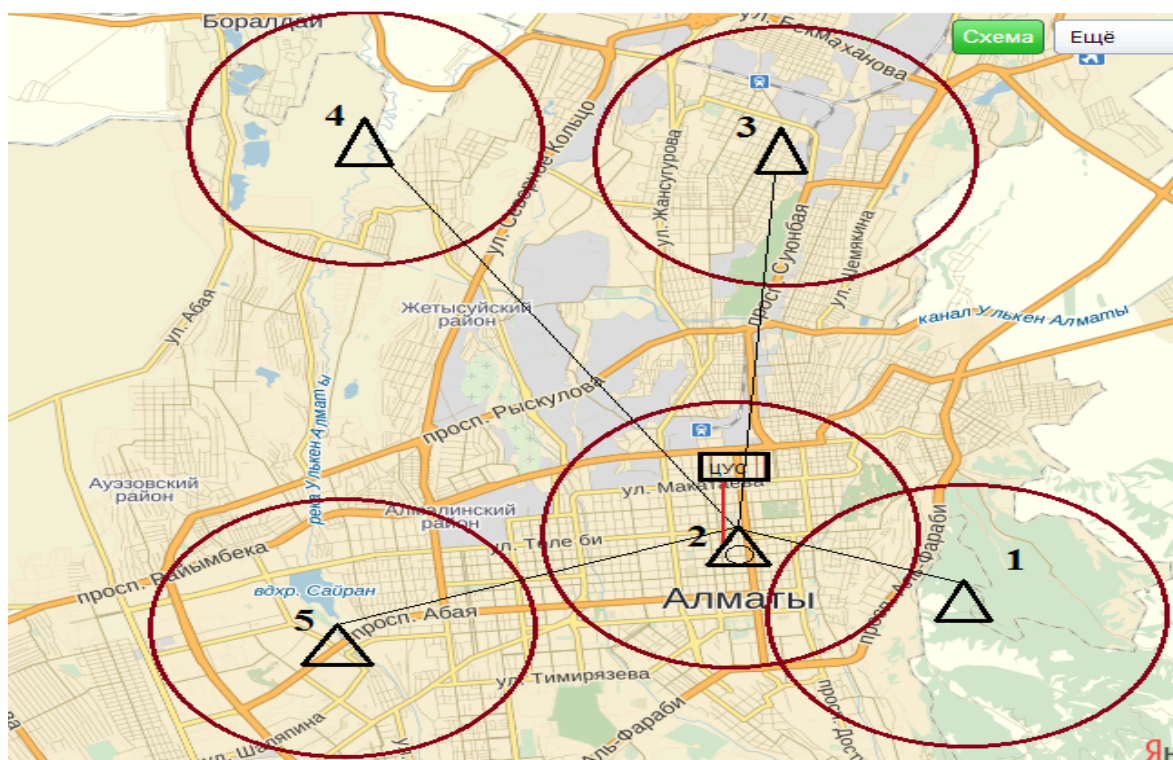


Рисунок 3.1- Схема расположения базовых станции SkyMAN в г. Алматы

1. Базовая станция Коктобе
2. Центральная станция - Вышка ТРК 31
3. БС Элеватор
4. БС Шахар
5. БС Аксай

Все базовые станции связаны с центральной станцией радиорелейными линиями передачи. Центральная станция расположена на пересечении улиц Желтоксан – Сатпаева, с использованием в качестве транспортной среды ресурсы телекомпании “31 канал”. Функции центральной станции состоят в следующем: распределение трафика из центрального узла на действующие

базовые станции. Далее информационные ресурсы распределяются с базовых станции между клиентами по топологии точка – многоточка.

Центральная станция соединена с центром управления сетью (ЦУС) оптическим каналом передачи. ЦУС расположен на улице Маметовой 67 В. Функциями ЦУС являются: мониторинг работы базовых станций и клиентского оборудования, техническая поддержка используемого оборудования БС и АС, тарификация предоставляемых услуг, заключение договоров с корпоративными клиентами, инженеринговый центр.

3.1 Описание базовых станций исследуемой сети

Каждая базовая станция состоит из четырех комплектов Revolution SkyMAN 5000 Mtxb каждая с диаграммой направленности 90° и с коэффициентом усиления антенны в 16 дБ. Для стабильного функционирования при проектировании каждой БС должны соблюдаться следующие условия:

- базовые станции географически должны располагаться на наивысшей точке планируемого района;
- вокруг базовых станции не должно быть никаких преград, например, такие как высотные здания, деревья, горы, холмы и т.д;
- в каждой БС обязательно должно присутствовать постоянное электрическое питание от городской сети. В случаях отсутствия питания от сети, к каждой БС устанавливаются источники бесперебойного питания (UPS), батарей которых дают запас энергии на 4-5 часов.

Другое важное условие, это отсутствие на базовых станциях оборудования разных производителей, работающих в данном диапазоне частот (5 ГГц), что вызывает внутрисистемные помехи.

Поскольку задачами диссертационного исследования являются анализ работы оборудования SkyMAN R5000 с поддержкой MIMO 2x2 в сети г.Алматы, представляло интерес провести замеры загруженности радиоканала между базой и клиентом, анализ пропускной способности и задержек в радиоканале при различных расстояниях между БС и АС.

С октября 2011 года компания Infinet предлагает для реализации в г.Алматы оборудование SkyMAN с поддержкой MIMO 2x2. Применение MIMO с различной конфигурации является ключевым фактором в современных сетях беспроводной передачи данных. Каждая базовая станция поддерживает технологию MIMO 2x2 . В данной технологии передача сигнала реализуется в двух поляризациях – горизонтальной и вертикальной. (рисунок 3.2)



Рисунок 3.2 – Передача сигнала в двух поляризациях (MIMO 2x2)

3.2 Исследование задержек в радиоканалах на БС 2

В качестве объекта исследования была взята базовая станция, расположенная на пересечении улиц Желтоксан-Сатпаева, вышка телекомпании “31 канал”. С целью полного охвата по азимуту, на вышке было установлено 4 базовых комплекта, каждая с диаграммой направленности 90°.

На рисунке 3.2 приведена схема расположения базовых комплектов SkyMAN 5000 Mtxb на четырех секторах базы ТРК 31.

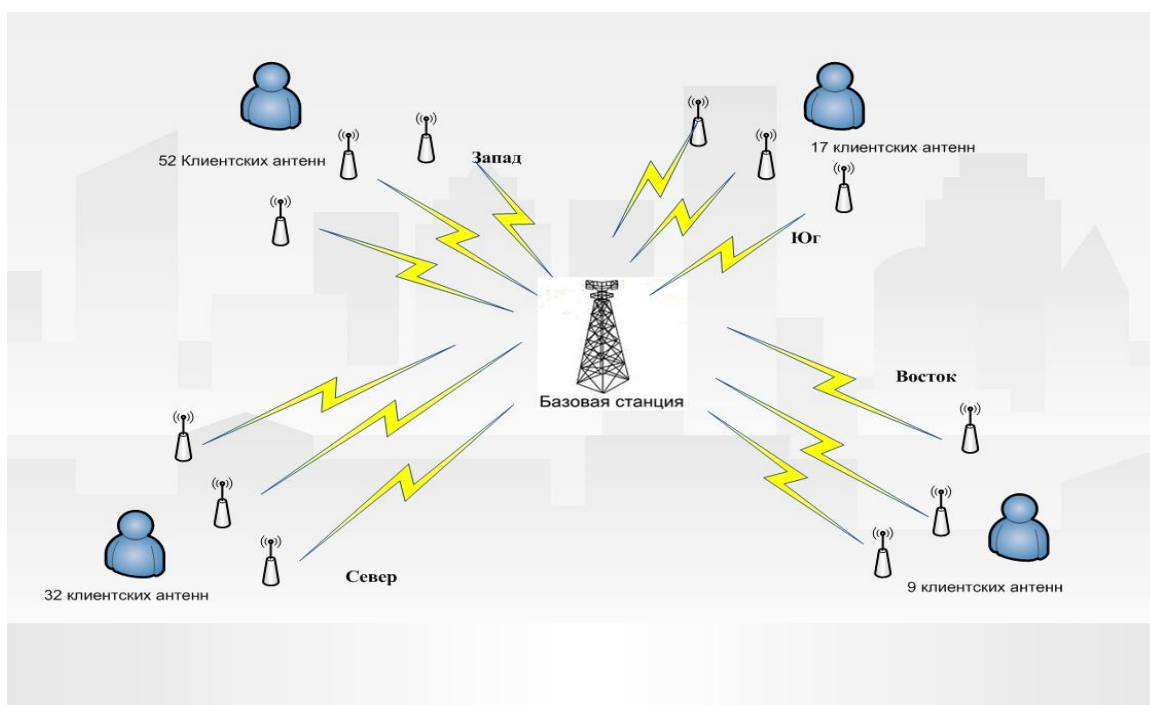


Рисунок 3.3 – Схема расположения абонентов на четырех секторах базы

Антенны базовой станции расположены на высоте 170 метров от основания башни (630 метров от уровня моря). Из рисунка 3.2 видно, что наибольшая плотность абонентов наблюдается в западном секторе (52 АС), в восточном секторе количество абонентских станции равна 9.

В работе произведены замеры задержек в радиоканале базовых комплектов с наибольшей и с наименьшей плотностью абонентов (рисунок 3.4, рисунок 3.5).

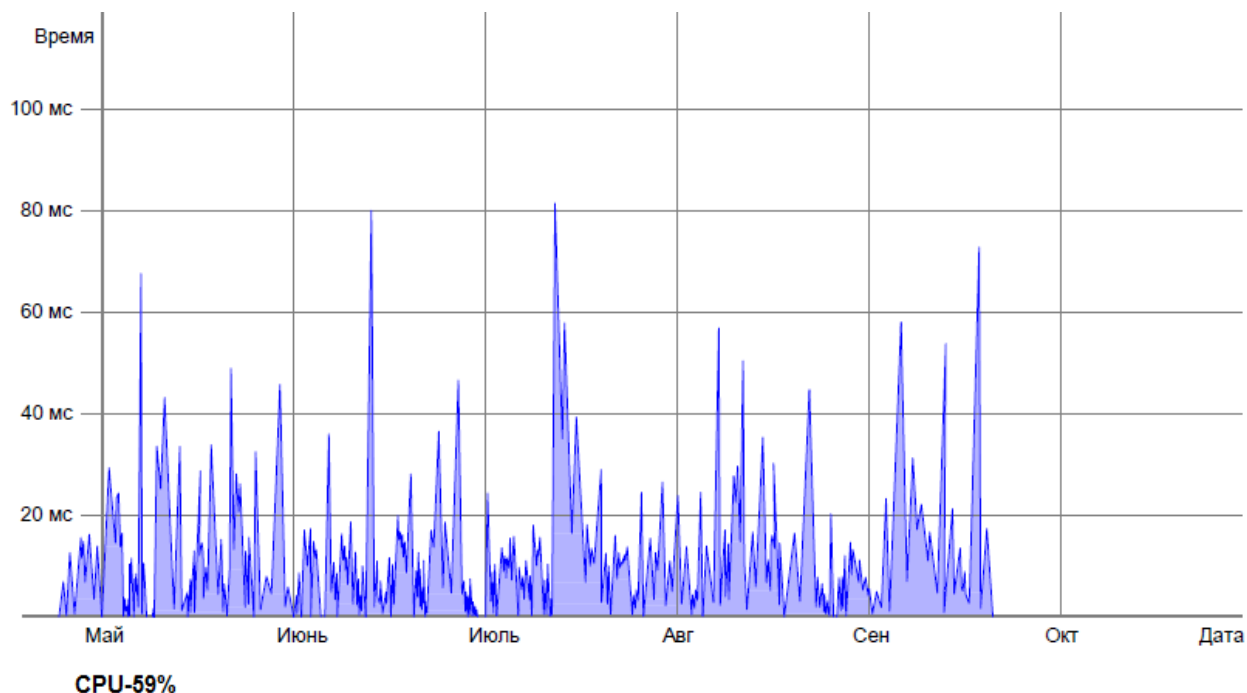


Рисунок 3.4 - График задержек на базе в западном направлении (52 АС).

Из графика видно, что при 52 подключенных абонентах задержки на базе (в период с мая по октябрь) не превышает 85 мс. Причем, в большинстве случаев уровень задержек не превышает 50 мс, что находится в пределах нормы для разных видов трафика (голос, видео, данные). В часы наивысшей активности клиентов задержки достигали 85 мс, что негативно сказывается на качестве передачи.

На рисунке 3.5 представлен анализ задержек в восточном направлении от базового комплекта, в период с мая по октябрь 2013 года. Здесь значения задержек при 8 подключенных абонентских комплектах не превышало 40 мс, что является допустимым значением для передачи разнородного трафика.

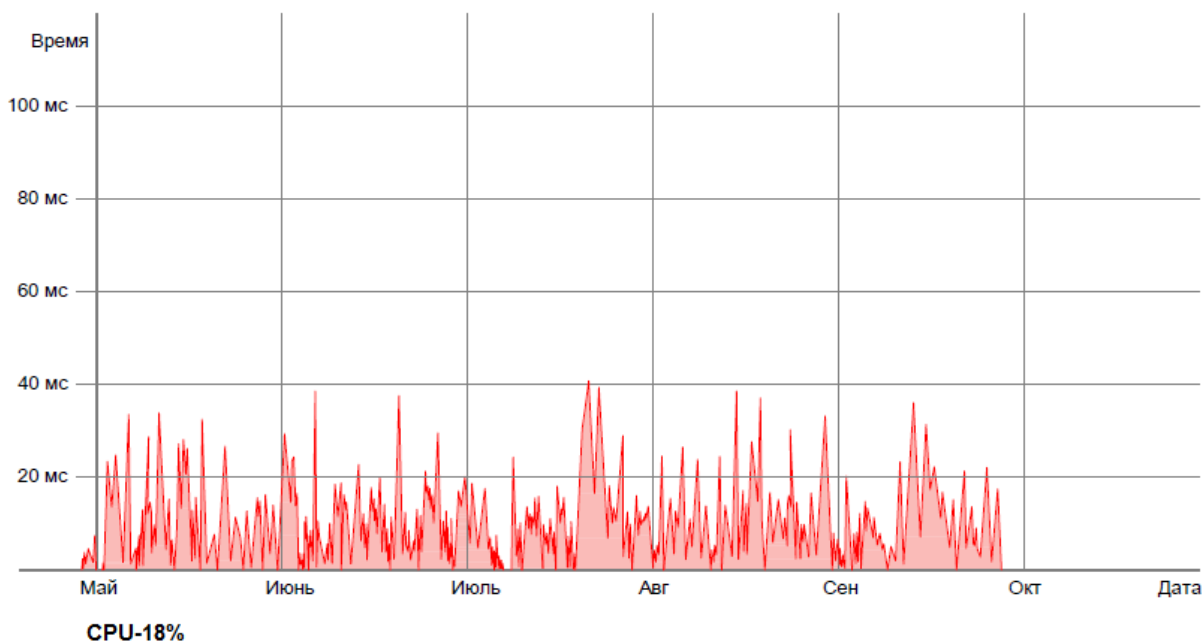


Рисунок 3.5 - График задержек на базе в восточном направлении

3.3 Исследование пропускной способности между АС - БС 2

Производителем Infinet wireless в паспорте устройства были указаны расстояния, при которых Базовое оборудование может обслуживать клиентское. Для серии SkyMAN 5000 Mtxb максимальное расстояние между АС и БС равно 20 км. В эксперименте были произведены замеры пропускной способности радиоканала при различных расстояниях с коэффициентом усиления антенны абонентского комплекта 19 Дб и базовым SkyMAN 5000 Mtxb с коэффициентом усиления 16 дБ в период с сентября по октябрь 2013 года. Расстояние между АС и БС 5 км. Ширина канала в обоих экспериментах была равна 20 МГц (MIMO 2x2). Результаты эксперимента для двух направлений восходящего и нисходящего потока приведены на рисунке 3.6

Все замеры производились с помощью программы jperf с абонентского комплекта в условиях прямой видимости.

С периода с 9 по 23 сентября график ведет себя достаточно однородно, так как в это время осуществлялась передача данных ограниченного объема. Далее в период с 23 сентября по 14 октября объем передаваемой информации значительно увеличился с сохранением технических характеристик радиоканала. Загруженность радиоканала возросла, при этом на графике наблюдается максимальные значения кривой зависимости.

Стандартно ресурс радиоканала на передачу задается гораздо больше, чем на восходящем направлении от АС к БС.

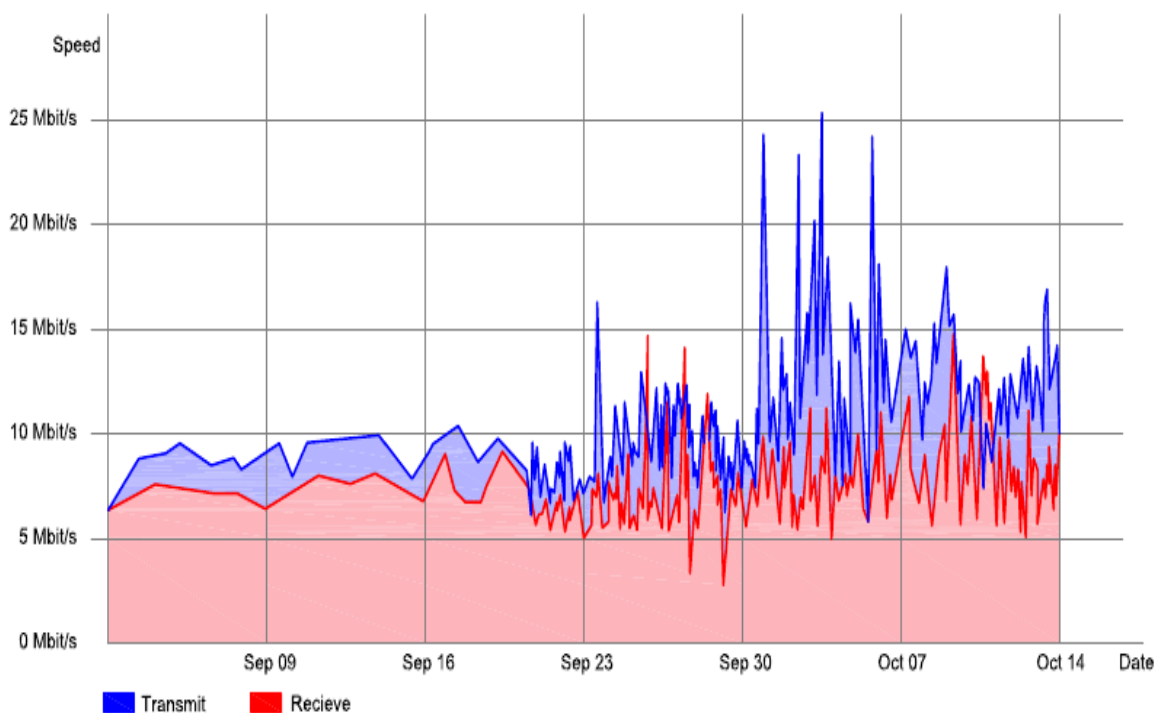


Рисунок 3.6 - График загруженности радиоканала
(расстояние АС – БС 5 км)

Далее эксперимент был проведен при удаленности АС от базы на расстоянии 20 км. В технических характеристиках к оборудованию это значение является максимальным при заданном качестве передачи. Представляло интерес проверить эти данные в реальных условиях. Как известно, при распространении сигнала в беспроводной среде происходят рассеяния, преломление, переотражение волны на различных препятствиях, что приводит к потерям сигнала.

Эксперимент проводился в условиях, аналогичных описанных выше (на 5 км). На начальной стадии эксперимента при передаче ограниченного по объему трафика, из рисунка 3.6 видно, что значения загруженности канала при 20 км снизились примерно в два раза: в направлении вниз (3 - 4 Мбит/с) по сравнению с предыдущим экспериментом (7 – 9 Мбит/с). В обратном направлении соответственно стало 2-3 Мбит/с по сравнению с 6 – 8 Мбит/с при 5 км. В период с 23 сентября по 14 октября видно что при передаче объемного трафика в направлении вверх достигала 25 Мбит/с на расстоянии 5 км, при 20 км значения на передачу достигала 10 Мбит/с.

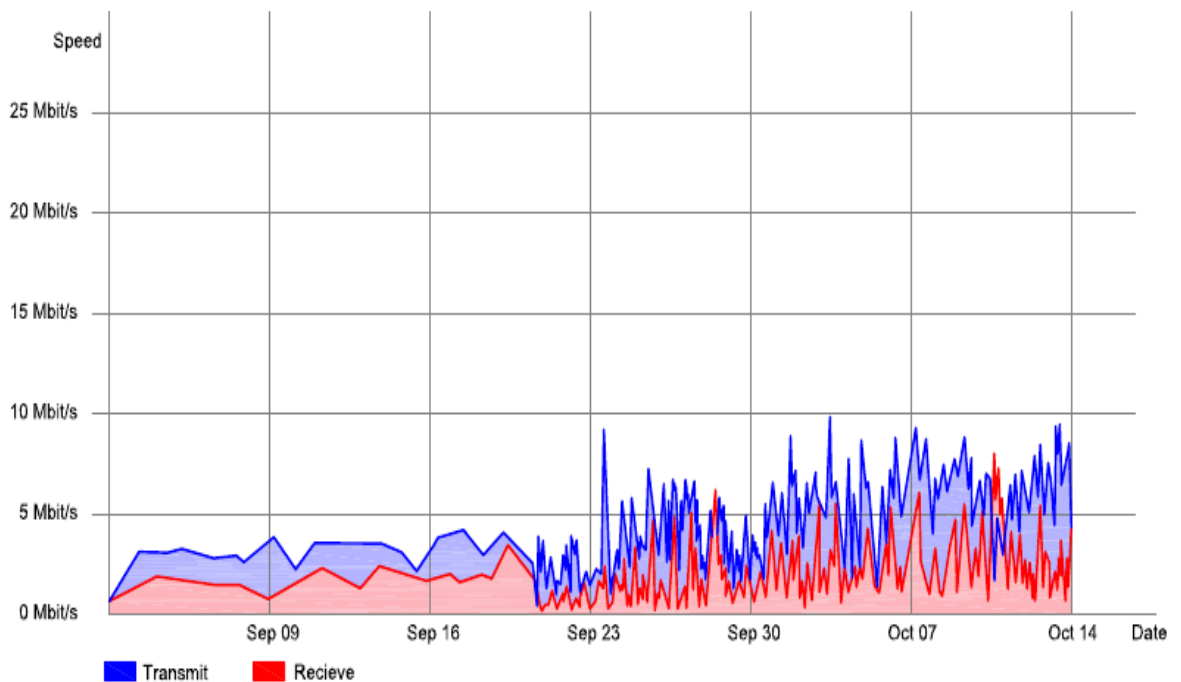


Рисунок 3.7- График загрузки канала клиент - база при 20 км

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

Результаты замеров подтверждают рекомендациям написанным производителем в паспорте оборудовании SkyMAN. При расстоянии 20 км от клиента до базы с клиентского оборудования, загрузка канала в период с сентября по октябрь достигала 9 Мбит/с на передачу, и примерно 7 Мбит/с на приём (рис 3.7). Следует учесть, что в данном эксперименте использовалось клиентское оборудование с максимальным коэффициентом усиления антенны равной 28 дБ.

При расстоянии 5 км от базы до клиента загрузка канала на клиенте была равна 25 Мбит/с на передачу и 15 Мбит/с на приём (рис 3.7). Так как дистанция между точками замеров небольшая (5 км) в данном эксперименте в качестве клиентской станции была выбрана антенна с коэффициентом усиления антенны в 19 дБ.

4 Расчет.

4.1 Построение продольного профиля интервала

Продольный профиль интервала представляет собой вычерченный в определенном масштабе вертикальный разрез местности по линии, соединяющей базовую станции (БС 2) SkyMAN R5000 и клиентскую при расстоянии 20 км. Построение продольных профилей производится в прямоугольной системе координат с применением разных масштабов по горизонтали и вертикали. Высоты откладываются на профиле по вертикали (по оси ординат), и отсчет их ведется не от горизонтальной линии профиля, а

от линии кривизны земной поверхности, принимаемой за линию уровня моря или за условный нулевой уровень, имеющий вид параболы:

Данные для расчета:

Т а б л и ц а 1

Отметка земли, м	250	270	230	210	210
Расстояние, км	0	5	12	14	20

g - среднее значение вертикального градиента диэлектрической проницаемости тропосферы, 1/м ($g = 7 \cdot 10^{-8}$);

σ - стандартное отклонение вертикального градиента проницаемости, 1/м ($9 \cdot 10^{-8}$);

F – частота (5 ГГц);

$R(H_{\max})$ - относительное расстояние до препятствия (5 км);

λ – рабочая длина волны при 5 ГГц (0.075 м).

Отметка Земли м,

$$x(R) = \frac{R_0 R}{2R_3} \left(1 - \frac{R}{R_0} \right), \quad (4.1)$$

где $x(R)$ – текущая координата дуги нулевого уровня, м;

R_0 – протяженность интервала, км;

R – расстояние от левого конца интервала, км, до точки, в которой определяется величина x ;

$R_3 = 6370$ км – радиус Земли.

Максимальная высота препятствия, создаваемого выпуклостью земной поверхности, для любой протяженности интервала R_0 при $R=R_0/2$ с достаточной для практических расчетов степенью точности можно принять равной

$$x_{\text{МАКС}} = 1,96 \cdot 10^{-2} \cdot R_0^2. \quad (4.2)$$

$$\text{Для } R_0=20 \text{ км } x_{\text{МАКС}} = 1,96 \cdot 10^{-2} \cdot 20^2 = 7,84 \text{ м.}$$

4.2 Выбор оптимальных высот подвеса антенн

Из-за неравномерности вертикального градиента диэлектрической проницаемости атмосферы радиолуч получает искривление, что приводит к ухудшению радиосвязи. Если он встречается с естественным препятствием, то

связь нарушается. Поэтому, необходимо правильно определить просвет трассы путем правильного выбора высот подвеса антенн.

Радиолуч перемещается внутри зоны Френеля, которая представляет собой эллипсоид вращения в точке приема и передачи. Минимальный радиус зоны Френеля определяется по формуле [10]:

$$H_0 = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot R_0 \cdot \lambda \cdot k \cdot (1-k)}, \quad (4.3)$$

где $k = \frac{R(H_{\max})}{R_0}$ – относительное расстояние до препятствия.

Для $R_i = R(H_{\max}) = 5 \text{ км}$ относительное расстояние до препятствия

$k = \frac{5}{20} = 0,25$. Минимальный радиус зоны Френеля для длины волны $\lambda = 0,075$

$$\text{м } H_0 = \sqrt{\frac{1}{3} \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,075 \cdot 0,25 \cdot (1-0,25)} = 9,68 \text{ м.}$$

Среднее значение изменения просвета за счет рефракции, существующее в течение 80% времени, вычисляется по формуле

$$\Delta H(\bar{g} + \sigma_{R_0}) = -\frac{R_0^2}{4} \cdot (\bar{g} + \sigma_{R_0}) \cdot k \cdot (1-k), \quad (4.4)$$

где \bar{g} и σ – соответственно среднее значение, и стандартное отклонение вертикального градиента проницаемости. При длине пролета меньше 50 км стандартное отклонение должно определяться по формуле

$$\sigma_{R_0} = \left(10 \cdot 10^{-8} + \frac{\bar{g}}{3,1} \right) \cdot \left(\frac{1}{y} - 1 \right) + \frac{\sigma}{y}. \quad (4.5)$$

Так как длина пролета меньше 50 км, то стандартное отклонение равно

$$\sigma_{R_0} = \left(10 \cdot 10^{-8} - \frac{7 \cdot 10^{-8}}{3,1} \right) \cdot \left(\frac{1}{0,75} - 1 \right) + \frac{9 \cdot 10^{-8}}{0,75} = 1,46 \cdot 10^{-7} \text{ м}^{-1}$$

и среднее значение изменения просвета за счет рефракции

$$\Delta H(\bar{g} + \sigma_{R_0}) = -\frac{(20 \cdot 10^3)^2}{4} \cdot (-7 \cdot 10^{-8} + 1,46 \cdot 10^{-7}) \cdot 0,25 \cdot (1-0,25) = -1,4 \text{ м.}$$

Просвет в отсутствии рефракции радиоволн (при $g=0$) рассчитывается по формуле:

$$H(0) = H_0 - \Delta H(\bar{g} + \sigma_{R_0}). \quad (4.6)$$

$$H(0) = 9,68 - (-1,4) = 11,08 \text{ м.}$$

Высоты подвеса антенн определим из рисунка 4.1. Для этого от критической точки профиля откладывается расстояние $H(0)$ и через данную точку проводится луч, соединяющий антенны.

Численно высоты подвеса антенн можно определить по формулам

$$h_1 = x_{\max} + H(0) + MN - CD, \quad (4.7)$$

$$h_2 = x_{\max} + H(0) + MN - YZ, \quad (4.8)$$

где MN – максимальная высота профиля относительно УНУ;
 CD, YZ – высота профиля соответственно в начале и в конце тракта в зависимости от типа антенны – передающей или приемной.

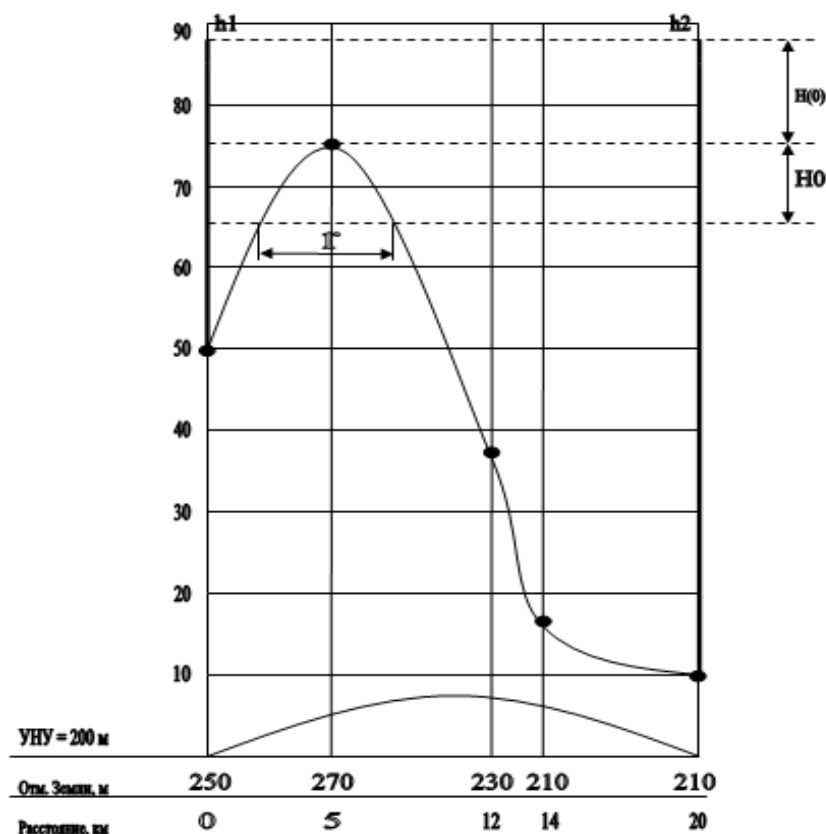


Рисунок 4.1 – Построение продольного профиля пролета между базой и клиентом, расчет оптимальной высот антенн

$$h_1=7,84+11,08+70-50=39 \text{ м}; h_2=7,84+11,08+70-10=79 \text{ м}.$$

Среднее значение просвета на пролете:

$$H(\bar{g}) = H(0) + \Delta H(\bar{g}) = H(0) - \frac{R_0^2}{4} \cdot (\bar{g}) \cdot k \cdot (1 - k). \quad (4.9)$$

$$H(\bar{g}) = 11,08 - \frac{(20 \cdot 10^3)^2}{4} \cdot (-7 \cdot 10^{-8}) \cdot 0,25 \cdot (1 - 0,25) = 12,39 \text{ м}.$$

Относительный просвет:

$$p(\bar{g}) = \frac{H(\bar{g})}{H_0}. \quad (4.10)$$

$$p(\bar{g}) = \frac{12,39}{9,68} = 1,28.$$

Далее находят ширину препятствия r : на чертеже профиля пролета проводят прямую параллельно радиолучу на расстоянии H_0 от вершины препятствия (см. рисунок 4.1). Относительная длина препятствия определяется по формуле [10]:

$$l = r/R_0 \quad (4.11)$$

$$l = 6/20 = 0,3.$$

Параметр μ , характеризующий аппроксимирующую сферу

где $\alpha = 1$.

$$\mu = \sqrt[3]{\frac{0,25^2(1-0,25)^2}{0,3^2}} \cdot \sqrt[6]{\frac{64\pi \cdot 1}{3}} = 1,47. \quad (4.12)$$

Для $p(q) = 1,28$ и $\mu = 1,47$ множитель ослабления равен $V(\bar{g}) = +3$ дБ (1,99 раза).

4.3 Определение мощности входного сигнала

Определяем мощность сигнала на входе приемника при распространении радиоволн в свободном пространстве:

$$P_{\text{пр}_0} = \frac{P_{\text{пд}} \cdot G^2 \cdot \eta^2 \cdot \lambda^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot R_0^2}, \quad (4.13)$$

где $P_{\text{пд}}$ – мощность передатчика, Вт;
 G – коэффициент усиления антенны, разы.

Для $P_{\text{пд}} = 16$ дБ (63 Вт), $G = 39,5$ дБ (8913 раз)

$$P_{\text{пр}_0} = \frac{63 \cdot 8913^2 \cdot 1^2 \cdot 0,075^2}{16 \cdot \pi^2 \cdot 20000^2} = 4,46 \cdot 10^{-4} \text{ Вт}. \quad (4.14)$$

Средняя мощность сигнала на входе приемника определяется по формуле:

$$\bar{P}_{\text{пр}} = P_{\text{пр}_0} \cdot V^2(\bar{g}). \quad (4.15)$$

$$\bar{P}_{\text{пр}} = 4,46 \cdot 10^{-4} \cdot 1,99^2 = 1,77 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}.$$

Среднее напряжение сигнала на входе приемника при согласовании его входного сопротивления с волновым сопротивлением фидера $W = 75$ Ом

$$\bar{U}_{\text{пр}} = \sqrt{\bar{P}_{\text{пр}} \cdot W} \quad (4.16)$$

$$\bar{U}_{\text{пр}} = \sqrt{0,0126 \cdot 75} = 0,36 \text{ В}.$$

4.4 Расчет запаса на замирание

$$F_t = S_g + G_{\text{прд}} + G_{\text{прм}} - 2\eta - L_0, \text{ дБ} \quad (4.17)$$

где S_g - коэффициент системы, дБ

$G_{\text{прд}} = G_{\text{прм}}$ – коэффициент усиления передающей и приёмной антенны
 $2\eta \approx 5$ дБ – коэффициент полезного действия антенно – фидерного тракта

L_0 – затухание радиоволн в свободном пространстве

$$L_0 = 20[\lg(f, \text{МГц}) + \lg(d)] + 32,45 \text{ дБ}, \quad (4.18)$$

где d – длина пролета км, (20 км).

Пример расчета L_0, F_t

$$L_0 = 20 [\lg(5 \cdot 10^3) + \lg(20)] + 32,45 = 132,45 \text{ дБ};$$

$$F_t = 117 + 16 + 28 - 5 - 132,45 = 23,55 \text{ дБ.}$$

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы.

При проектировании сети базовых станции SkyMAN R5000, высота подвеса антенна должна располагаться максимально высоко, с целью покрытия зоной действия всего азимута. На прохождение сигнала значительное влияние оказывают различного рода препятствия и типы застроек местности. Также на затухание сигнала, влияет рельеф местности (нахождение поблизости холмов, деревьев, высотных зданий) Все эти факторы могут изменить исходную структуру сигнала на приемной стороне.

Не мало важную на прохождение сигнала от передатчика к приёмнику оказывают погодные условия. При пасмурной погоде значение уровней сигнала могут ухудшаться. Но применение в данном оборудовании двух поляризационной передачи сигнала значительно увеличивают помехоустойчивость передаваемого сигнала. Конечно стоит отметить про применение OFDM в данных оборудовании, что также имеет значительную роль в пространственном разнесении сигнала.

Список использованной литературы

1. Лысяков Денис Николаевич – “Анализ и синтез адаптивной обработки сигналов в системах радиосвязи с параллельной передачей информации по пространственным подканалам”- Автореферат для написания диссертационной работы. 2010 г
2. Поспелова .А.А – “Исследование пропускной способности сетей мобильной радиосвязи с МДКР”
3. http://systemseti.com/wimax/mnogoantennye_technolog/2.1.html
4. <http://siblec.ru/index.php?dn=html&way=bW9kL2h0bWwvY29udGVudC84c2VtLzA3NS8zLTItMS5odG0=>
5. <http://siblec.ru/index.php?dn=html&way=bW9kL2h0bWwvY29udGVudC84c2VtLzA3NS8zLTItMi5odG0=>
6. http://bwa.lgp.kz/wifi_11n.php
7. http://systemseti.com/wimax/peredacha_signalov/4.4.html
8. http://www.bsuir.by/m/12_113415_1_57489.pdf
9. <http://www.masters.donntu.edu.ua/2011/fkita/eroshkina/diss/index.htm>
10. Ключковская Л.П., Самоделкина С.В. Спутниковые и радиорелейные системы передачи “ Сборник задач для бакалавров специальности 5В071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации. – Алматы: АУЭС, 2011г., - 37с ”

Заключение

Современное развитие телекоммуникаций предполагает предоставление широкополосных услуг корпоративным клиентам. С этой целью с 2012 года в г. Алматы вводятся в эксплуатацию беспроводные сети с использованием оборудования SkyMAN R5000. Оборудование предполагает использование технологии MIMO с различными антенными конфигурациями для повышения скорости передачи в беспроводных сетях. Это достигается применением модуляции типа 64 QAM и OFDM. Именно эти факторы позволяют увеличить пропускную способность и помехоустойчивость беспроводной передачи данных.

В ходе диссертационного исследования проведен анализ применения оборудования SkyMAN R5000 с поддержкой MIMO 2x2 в г. Алматы. На основании результатов проведенных экспериментов можно сделать следующие основные выводы:

- использование MIMO 2x2 в двух поляризациях повышает спектральную эффективность системы до 6 бит/с/Гц, при ширине канала в 20 МГц теоретическая пропускная способность достигает 105 Мбит/с;
- при большой загруженности ресурсы радиоканала используются достаточно эффективно, однако при проектировании сети с большим числом абонентов, следует учитывать, что ресурсы базовой станции пропорционально делятся между клиентским оборудованием.

В условиях крупного мегаполиса распространение сигнала претерпевает искажения, приводящие к потере сигнала. Поэтому применение данного оборудования с технологий MIMO 2x2 на значительных расстояниях в городских условиях является неприемлимым из за потерь сигнала

На основании выполненного исследования можно дать рекомендации по применению оборудования SkyMAN R5000 для проектирования беспроводных корпоративных сетей:

- необходимым условием является наличие прямой видимости между базовым оборудованием и клиентским;
- при больших расстояниях между базовым и абонентским оборудованием лучше использовать антенны с более высокими коэффициентами усиления в 24дБ, 28дБ;

Приложение А

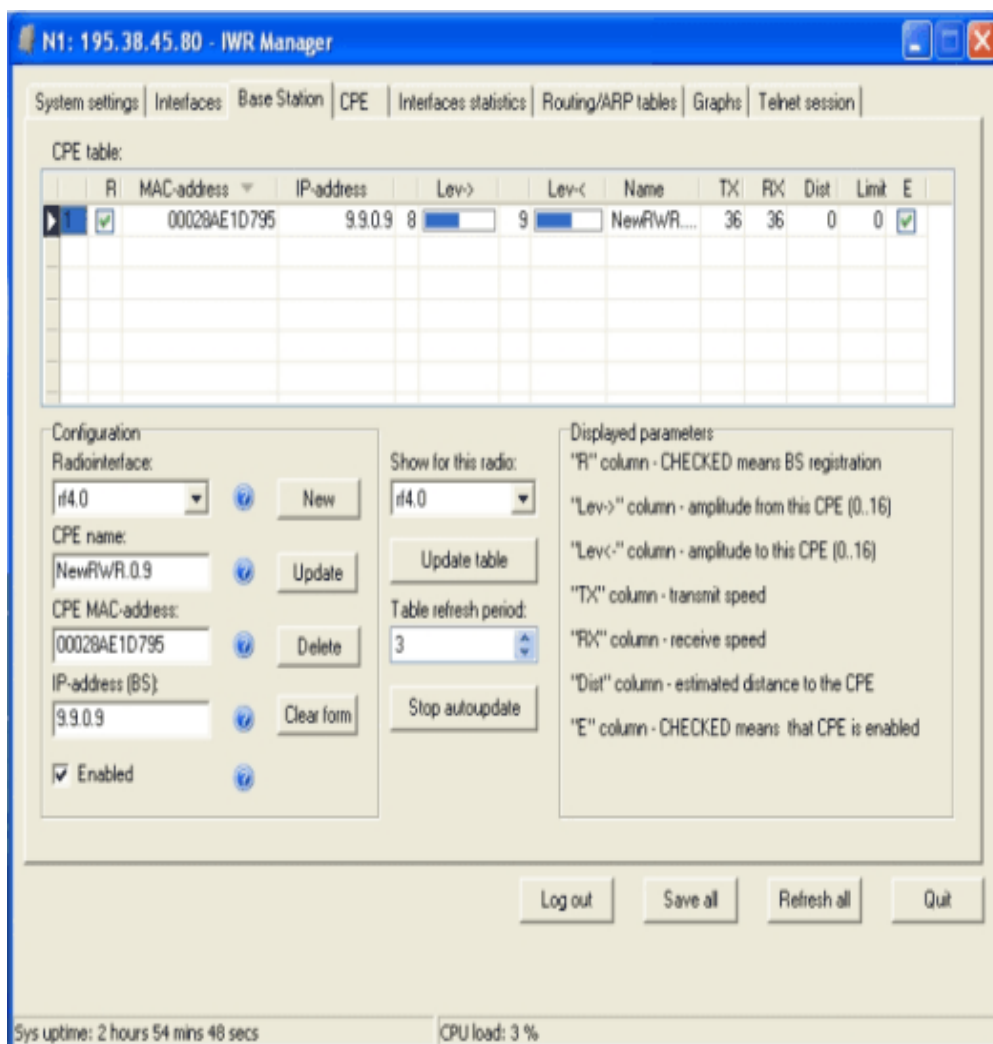


Рисунок. 1.А -. Диалоговое окно системы управления сетью